9
83

Nachrichtentechnik Elektronik

33. Jahrgang

VEB VERLAG TECHNIK
Träger des Ordens
Banner der Arbeit

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift
für die gesamte elektronische Nachrichtentechnik

Herausgeber:
Kammer der Technik
FV Elektrotechnik

Redaktionsbeirat
Nationalpreisträger Prof. Dr. Dr. eh.M.v.Ardenne, Prof.Dr.H.Bernicke, Nationalpreisträger, Prof. Dr. M. Falter, Prof. Dr. sc. techn. P. Fey, Prof. Dr. sc. techn. G. Fritzsche, Nationalpreisträger Prof. em. Dr.-Ing. Dr.-Ing. eh. H. Frühauf, Prof. Dr.-Ing. habil. U. Frühauf, Prof. em. Dr. W. Heinze, Prof. em. Dr.-Ing. eh. W. Kutzsche, Prof. em. Dr. sc. techn. Dr.-Ing. eh. F. H. Lange, Dr. sc. techn. D. Lochmann, Prof. Dr.-Ing. habil. W. Mansfeld, Dr.-Ing. G. Naumann, Dr.rer. oec. Dipl.-Ing. H. Schindler, Prof. Dr.-Ing. habil. P. Vielhauer, Prof. Dr. rer. nat. habil. H. Völz

Titelbild

Das programmierbare Steuer- und Anzeigegerät (PSA) ist ein mikrorechnergesteuertes, alphanumerisch-grafisches Rastersichtgerät, das auch als universelles Steuergerät für automatisierte Meßkomplexe eingesetzt werden kann.
(s. S. 359–361)

Inhalt

ISSN 0092-668X

Naumann, G.
Entwurf und Beschreibung von Bedien- und Anzeigesystemen für Meßeinrichtungen mit Mikrorechnern 356

Bomm, H.
Vergleich von Bedienstrategien des Meßcomputersystems PSA 359

Bemmann, H.-B.; Wiebel, F.
Numerische Integration periodischer Größen — angewandt in der digitalen Wechselsspannungsmessung 361

Eigler, H.; Hipke, E.; Eberth, B.
Entwurf und erste Untersuchungsergebnisse von integrierten Filtern in der CCD-Technik, Teil 2: Herstellung und Betrieb 364

Heiden, I.; Unger, H.
Eimerkettenfilter mit dynamischem Verstärker 365

Michaelis, B.; Halt, G.
Adressierbare Kopplung mikroprozessorgesteuerter Geräte zu einem Verbundsystem mit zentraler Bedienung 368

Stenzel, R.; Elschner, H.
Quasidreidimensionale Simulation von I^2L-Strukturen mit dem Programmsystem SOPHIA 371

Dietzmann, G.; Schaefer, M.
Frequenzabhängigkeit der komplexen Anfangsspermeabilität von Permalloy-Bändern 375

Derwischev, St.; Nedkow, I.
Magnetisch abstimmbarer Mikrowellenoszillator 381

Mehnert, D.
Zur Dynamikanzeige von Sprachlauten — Dynamikindikatoren für Hörgeschädigte 383

Draeger, W.
Wohin geht die Technologie der Zukunft? 386

Paulin, G.; Schiemangk, H.
Einführung in die Programmiersprache PASCAL 389

Fachtagungen 392

Entwurf und Beschreibung von Bedien- und Anzeigesystemen für Meßeinrichtungen mit Mikrorechnern

G. Naumann, Dresden

Mitteilung aus dem VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden

Deskriptoren: Mikrorechner, Meßtechnik, Anzeigesystem, Bedienung

Der Einsatz von Mikrorechnern (MR) in Meßeinrichtungen (ME) bringt sowohl für den Entwickler und Produzenten als auch für den Anwender von ME eine wesentlich größere Umstellung mit sich, als es vor etwa 25 Jahren der Übergang von der Röhren- zur Transistortechnik bewirkte. Während bisher als Bedienelemente Kippschalter, Drehschalter sowie rastende Tasten vorherrschten, treten bei Einsatz von MR in ME nichtrastende Tasten in den Vordergrund. Als Anzeigeelemente dominieren Leuchtdioden, Digitalanzeigen und Bildschirmausgaben. Diese Anzeigeelemente haben zugleich Funktionen der Bedienerführung. Die Bedien- und Anzeigeelemente werden zweckmäßig — ausgenommen der Bildschirm — in einer Funktionseinheit (z.B. auf einer Leiterkarte [1]) elektrisch und konstruktiv zusammengefaßt. Das wiederum verlangt stärker denn je einen komplexen Entwurf des Bedien- und Anzeigesystems (BAS).
Da bei ME mit MR das Bedien- und Anzeigesystem einschließlich der Bedienerführung sowohl durch die genannten Elemente — als Mittel der Hardware — als auch durch das MR-Programm, d.h. durch Software realisiert wird, sollte der Entwurf des BAS unbedingt Gegenstand des Hard-/Softwareprojektes [2] sein, das noch vor Beginn der Entwicklung der ME auszuarbeiten ist.

1. Beschreibungsformen von BAS

Die Beschreibung von BAS erfolgte bisher ausschließlich verbal in Textform. Der Einsatz von MR in ME ermöglicht zugleich den Funktionsumfang einer ME beträchtlich zu erweitern [3]. Für die Entwurfsphase muß nach Methoden gesucht werden, die es ermöglichen das BAS einschließlich der funktionellen Abläufe innerhalb der ME in gedrängter Form eindeutig und übersichtlich zu beschreiben. Forderungen an eine Beschreibungsform eines BAS einschließlich der funktionellen Abläufe sind dabei:

— Die Beschreibung der möglichen zulässigen Bedienhandlungen und die für den Bediener (zumindest) über die Anzeigeelemente erkennbaren Reaktionen der ME muß vollständig, eindeutig und übersichtlich möglich sein.
— Die Beschreibung der für den Bediener nicht direkt erkennbaren weiteren funktionellen Abläufe innerhalb der ME als Folge einer zulässigen Bedienhandlung muß zumindest in groben Zügen erfolgen können.
— Die Beschreibung der Reaktion der ME auf eine unzulässige Bedienhandlung muß möglich sein. Dabei muß der Grundsatz gelten, daß die (Summe der) unzulässigen Bedienhandlungen durch geeignete programmtechnische Mittel ohne Wirkung auf die Funktion der ME bleibt, jedoch erforderlichenfalls zu Hinweisen auf die Fehlbedienung führt. In der Beschreibung des BAS sollte die Art einer solchen Reaktion der ME auf eine Fehlbedienung zur Wahrung der Übersichtlichkeit nur einmal an zentraler Stelle erfolgen können und nicht an jeder Stelle, an der solch eine unzulässige Bedienhandlung denkbar ist.

Als eine besonders anschauliche Methode der Darstellung von BAS, die diese Forderungen erfüllt, wurde die grafische Beschreibung unter Anwendung der Leitlinienmethode gefunden; weiterhin ist die grafische Beschreibung mit Graphen möglich.
Beide Formen können durch die Beschreibung der Syntax ergänzt werden, wenn sich bestimmte Bedienhandlungen, z.B. bei der Eingabe von Parameterwerten, nach immer der gleichen Regel vollziehen müssen.

2. Beschreibung von BAS mit Hilfe der Leitlinienmethode

Die Beschreibung von Programmabläufen mit Hilfe der Leitlinienmethode (Programmlinienmethode [4]) ist weit verbreitet.

Da die BAS im hohen Maße mit programmtechnischen Mitteln realisiert werden, lag es nahe, diese Methode auf die Beschreibung von BAS zu erweitern.
Dazu wurde vereinbart:

— Die Leitlinien (und damit der Programmablaufplan) werden überall dort durch geeignete Symbole für Bedienelemente unterbrochen, wo der weitere Programmablauf eine Bedienhandlung erfordert.
— An die Leitlinien werden unter Verwendung geeigneter Symbole die Reaktionen, die die Bedienhandlung hervorrufen soll bzw. hervorruft angetragen. Dazu zählen insbesondere die für den Bediener sichtbaren Reaktionen (wie z.B. Bildschirm- oder Ziffernanzeigen, Verlöschen oder Aufleuchten von Leuchtdioden) aber auch die zum allgemeinen Verständnis notwendigen wichtigsten Angaben über die meist nicht unmittelbar erkennbaren inneren Funktionsabläufe.
— Die Darstellung der Bedien- und Anzeigeelemente sowie die Beschreibung der Struktur erfolgt unter Anwendung der Symbole im Bild 1.

Einen Auszug aus dem Entwurf (bzw. der Beschreibung) eines BAS für einen Leiterkartenfunktionstester LFT 1520 unter Anwendung der Leitlinienmethode zeigt Bild 2.
Die Frontplatte des Testers trägt u.a. als Anzeigeelemente:

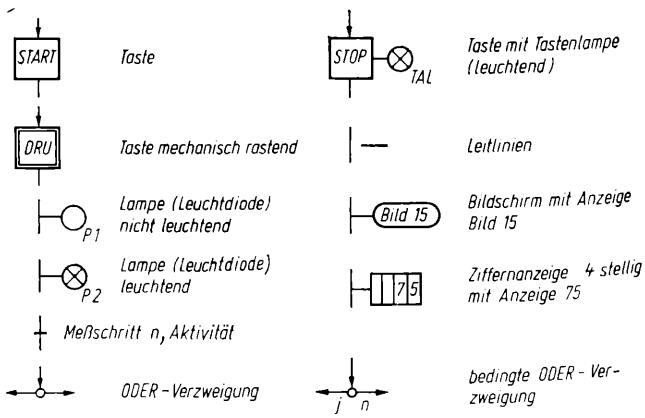
— vierstellige 7-Segmentanzeige für Adreßanzeige
— zweistellige 7-Segmentanzeige für Datenanzeige
— 2 Leuchtdioden (neben Datenanzeige) zur Markierung, ob die Anzeige Fehlerzahl oder Fehlernummer bedeutet.

Die Frontplatte enthält zudem u.a. als Bedienelemente:

— Betriebsartentaste PRÜ (Prüfen) mit Tastenlampe TAL
— 16 Hexadezimaltasten HD (0 bis 9 und A bis F)
— Starttaste START mit Tastenlampe TAL
— Tasten NBA (Neue Betriebsart) und GÜL (Gültig).

Die Auswahl des Prüfprogramms geschieht durch Eingabe und Gültigmachen oder Gültigmachen der von der letzten Eingabe her noch gespeicherten Startadresse (vierstellige HD-Zahl). Die Prüfung erfolgt automatisch nach Starttastendruck Prüfschritt für Prüfschritt. Wird ein Fehler erkannt, bleibt der Tester stehen und gibt die Prüfschritt-(Fehler-) Nummer auf der Datenanzeige aus. Es leuchtet Diode Fehler Nr. Fortsetzen der Prüfung geschieht durch Starttastendruck. Am Ende der Prüfung zeigt der Tester die Fehlerzahl auf der Datenanzeige an. Es leuchtet Diode Prüfung beendet, Fehlerzahl. Das Prüfprogramm kann dann erneut gestartet werden oder durch Druck der Taste NBA ist der Übergang auf eine andere Betriebsart oder das Prüfen mit

Bild 1. Symbole zur grafischen Beschreibung von Bedien- und Anzeigesystemen



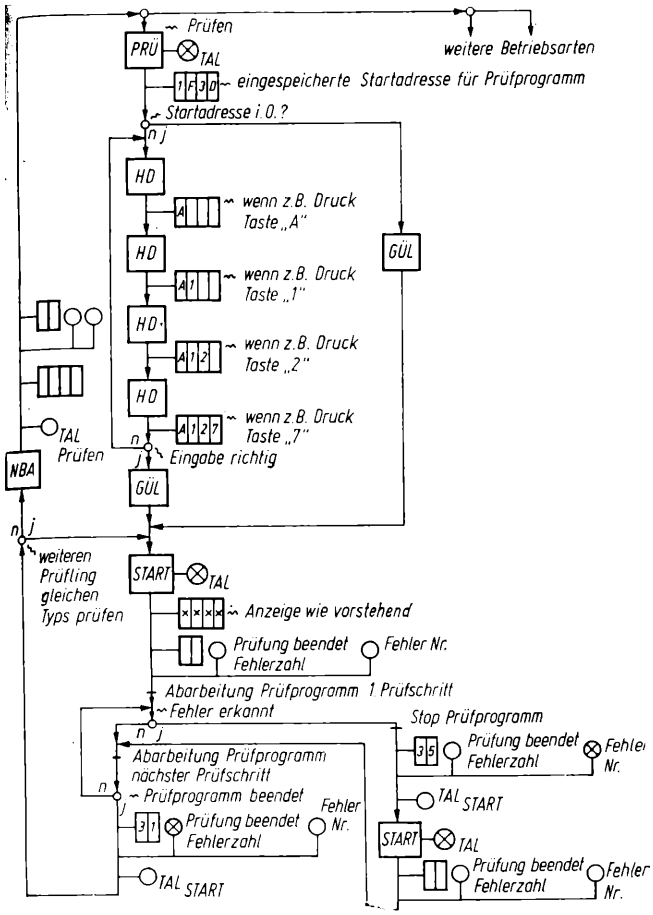


Bild 2. Auszug aus Entwurf Bedien- und Anzeigesystem LFT 1520 für Betriebsart Prüfen einer Leiterkarte

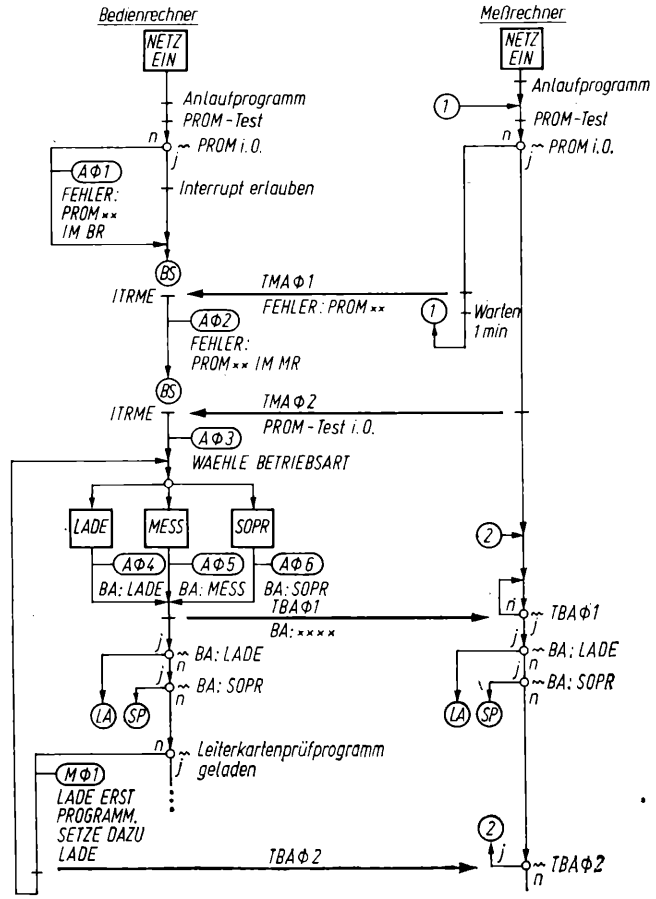


Bild 3. Auszug aus Entwurf Bedien-, Anzeige- und Transfersystem LPA 201
TMAØ1 Transfer Meßrechner-Bedienrechner Anlaufprogramm Ø1
TBAØ2 Transfer Bedienrechner-Meßrechner Anlaufprogramm Ø2
BA Betriebsart, BS: Rückgabe an das Betriebssystem, ITRME: Interrupt Transfer Meßrechner

einem anderen Prüfprogramm und damit anderer Startadresse möglich.

Wie vielseitig diese Methode anwendbar ist, soll an einem Auszug aus einem Entwurf (bzw. einer Beschreibung) eines Bedien-, Anzeige- und Transfersystems eines Leiterkartenbestückungsprüfautomaten LPA 201 verdeutlicht werden (Bild 3). Dieser Automat enthält 2 Mikrorechner K 1520. Der Bedienrechner ist mit einem Bildschirmgerät, der Tastatur und weiteren peripheren Datenverarbeitungsgeräten gekoppelt. Er organisiert die Ein-/Ausgabe zu/von diesen Geräten. Er ist außerdem mit dem Meßrechner gekoppelt, an den die einzelnen Meßkreise zur Bauelementeparametermessung angeschlossen sind. Über diese Koppelstelle erfolgt der Transfer von Datenfeldern zur Einstellung der Meßkreise sowie von Steuerbefehlen an den Meßrechner und umgekehrt von Meßdaten und Meldungen an den Bedienrechner zur evtl. Ausgabe auf Bildschirm und/oder peripheren Geräten. Ein Betriebssystem BS organisiert im Bedienrechner die Reihenfolge der erforderlichen Ausgaben auf Grund gesetzter Prioritäten.

Diese Arbeit des Bedienrechners wird bei Transferwunsch des Meßrechners durch Interrupt unterbrochen (ITRME). Der Meßrechner hingegen erwartet an bestimmten Stellen seines Programms einen Transfer vom Bedienrechner. Liegt ein solcher Transferwunsch zu diesem Zeitpunkt noch nicht vor, wartet der Meßrechner auf diesen Transfer (z.B. Warten auf TBA Ø1: Mitteilung der gewählten Betriebsart BA). Das Bediensystem umfaßt u.a. drei Betriebsarten: LADE (Laden eines Programms); MESS (Messen der Leiterkarte) und SOPR (Sonderprogramm).

Befindet sich im BAS ein Bildschirm, so empfiehlt es sich zum besonderen Verständnis, ergänzend zum Bildschirmsymbol und der Bildnummer, noch die wichtigsten Aussagen des Bildschirmes in die grafische Beschreibung des BAS mit aufzunehmen (Bild 3). Ergänzend dazu ist in der Entwurfsphase auf jeden Fall noch die genaue Aufteilung des Bildschirmes und die exakte Position der einzelnen Aussagen auf dem Bildschirm in einem Zusatzdokument als Grundlage für die spätere Programmerarbeitung zu verankern.

Wie vorteilhaft diese Beschreibungsmethode nicht nur für den Entwurf von BAS sondern auch für die Anwenderbeschreibung ist, soll Bild 4 verdeutlichen. Für einen breiten Nutzerkreis des programmierbaren Tischrechners M3T300 der ČSSR wurde eine viele Seiten umfassende Beschreibung des BAS auf ein Blatt komprimiert. Bild 4 zeigt einen Ausschnitt.

An dieser Stelle ist noch folgender Hinweis angebracht. Wird diese Beschreibungsform beim Entwurf von BAS angewendet, so bedeutet das nicht, daß die Struktur des BAS einschließlich der inneren Funktionsabläufe mit der Struktur des eigentlichen Programmablaufplanes identisch sein muß. Den Programmablauf für das BAS nach Bild 2 wird man vorteilhaft z.B. so realisieren, daß man überall dort, wo auf Tasteneingabe gewartet werden muß, zum Modul Warten auf Tasteneingabe zurückkehrt, dem sich die Module Prüfen ob Taste zulässig und Tastenbehandlung anschließen.

Zum Modul Tastenbehandlung gehört dann die Ausführung all der Aktionen, die laut BAS bis zur nächsten Bedienhandlung nötig sind, d.h. z.B. Aktualisieren der Anzeige sowie Start (Fortsetzen) Prüfprogramm.

3. Beschreibung von BAS mit Hilfe von Graphen

Eine andere Methode der grafischen Beschreibung von BAS ist die mit Graphen. Bild 5 gibt dazu ein Beispiel. Um von einem Zustand (markiert durch Kreis) zu einem anderen zu gelangen, muß man die an der Verbindungslinie markierten Bedingungen erfüllen. So gelangt man z.B. vom Zustand Wähle BA (Betriebsart) zum Zustand BA Messen durch Druck der Taste MES und von diesem in den Zustand 1. Messung durch Druck der Taste Start. Will man Messen verlassen, muß man z.B. die Taste ↑ (Kursor hoch) drücken und kehrt damit zurück zum Zustand

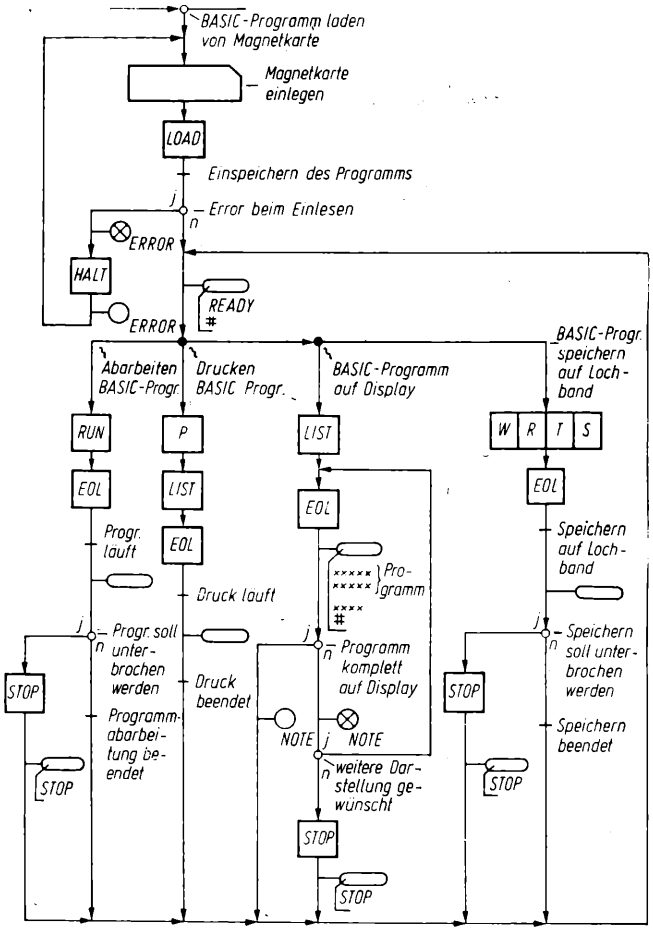


Bild 4
Auszug aus Bedien- und Anzeigesystem programmierbarer Tischrechner M3T300

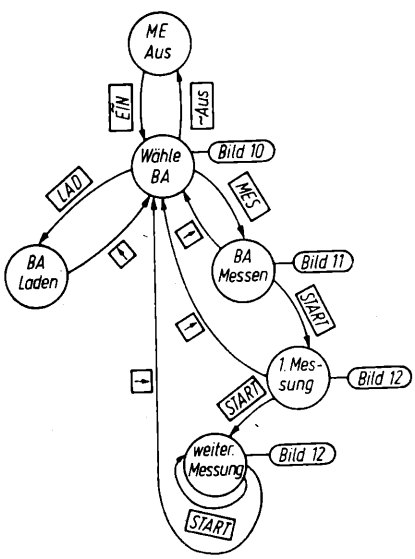


Bild 5
Beispiel für Beschreibung Bedien- und Anzeigesystem mit Graphen

Wähle BA. Das den Zustand kennzeichnende Anzeigesystem wird im Beispiel durch Hinweis auf Bildschirmanzeigenummern definiert. Bereits dieses einfache Beispiel macht deutlich, daß die Beschreibung komplexer BAS mit Hilfe von Graphen sehr schnell zu unübersichtlichen Darstellungen führen kann. Außerdem bleibt kaum Platz für Hinweise auf wichtige innere Funktionsabläufe.

4. Möglichkeiten von Parameterwerteingaben

Einen wichtigen Schritt beim Entwurf von BAS bildet die Festlegung, in welcher Weise Parameterwerte einzugeben sind [5]. Tafel 1 gibt eine Übersicht über die verschiedenen Möglichkeiten. Bei der Auswahl sind zu berücksichtigen:

— Anzahl der Parameter und Parameterwerte
— Häufigkeit der Einstellung

Tafel 1. Möglichkeiten zur Parameterwertanzeige und -eingabe

Bedienelement	Anzeige	Vorgang
60 80 40 100 20 120 Schalter	Skala	Bediener stellt Schalter auf Parameterwert, Rechner fragt Zustand ab
dem Parameter zugeordnete Taste P1 → P1 → : P1 →	Digitalanzeige oder Bildschirm 2 0 0 1 0 0 1 2.5	im Rechner alle möglichen Parameterwerte gespeichert bei jedem P1-Tastendruck Übergang auf nächsten möglichen Wert angezeigter Wert ist gültig
dem Parameter zugeordnete Taste und allgemeine Zifferntasten P1 → 0 → 4 → 8 →	Digitalanzeige oder Bildschirm 7 2 3 0 0 4 0 4 8	bei P1-Tastendruck Anzeige zuletzt eingestellter Wert; Ziffereingabe stellenwertrichtig; vollständige Zifferneingabe, d.h. auch führender Nullen, nötig; vollständiger Wert, wenn zulässig, wird gültig
wie oben und Gültig-Taste 4 → 8 → P1 → GÜL →	Digitalanzeige oder Bildschirm 4 4 8 0 4 8 0 4 8	erst Ziffereingabe Ziffern werden von rechts nach links eingeschoben; Eingabe führender Nullen kann entfallen: dann Parameterzuweisung mit P1, dann Gültigmachen; erst jetzt wird Wert, wenn zulässig, gültig, wobei GÜL-Taste auch Dimensionstaste sein könnte
Allgemeine Parametertaste und Zifferntasten sowie Gültig-Taste 6 → P.. → 1 → 2 → GÜL →	Digitalanzeige oder Bildschirm 6 P: 0 0 6 P: 0 0 6 P: 1 0 0 6 P: 1 2 0 0 6 P: 1 2	wie oben hier jedoch Parameterzuweisung mit allgemeiner P-Taste und Parameternummern-Eingabe, dann Gültigmachen; erst jetzt wird Wert, wenn zulässig, gültig
Zifferntaste (n) gemäß Bedienerführung 2 →	Bildschirm P1: 40,5 1 FUER 40,5 2 FUER 23,7 : 9 FUER 7,25 P1: 23,7	auf Bildschirm erscheinen mögliche Werte (Wertebereich) und Vorschrift für Bedienhandlung zur Auswahl (bzw. Eingabe bei Wertebereich)

— Anzahl der notwendigen Bedienhandlungen für die Eingabe eines Parameterwertes und schließlich auch
— die Gesamtzahl der notwendigen Tasten.

5. Ergänzung bzw. Vereinfachung der Beschreibung von BAS durch Syntaxbeschreibung der Bedienhandlungen

Aus Tafel 1 wird deutlich, daß insbesondere bei Parameterwerteingaben bzw. Parameterwertanzeigen immer wieder die gleichen Bedienhandlungen zu vollziehen sind. In solchen Fällen genügt es in der grafischen Darstellung des BAS das Teil-BAS Parametereingabe/-anzeige nur prinzipiell zu skizzieren und durch eine Syntaxbeschreibung zu ergänzen. Folgende Beispiele sollen das verdeutlichen:

— Anzeige des Wertes des Parameters mit der lfd. Nr. i

PAR i END

worin: PAR Taste PARameter
i Index, wobei z.B. gilt: $i = 0 \cdots 99$, zu setzen durch Eingabe von 1 oder 2 Ziffern über Zifferntasten
END Taste ENDe der Eingabe

— Eingabe des Wertes z des Parameters mit der lfd. Nr. i

z PAR i END

worin: z Parameterwert, wobei z.B. gilt: $z = 0 \cdots 999$, einzugeben durch Eingabe von 1 bis 3 Ziffern über Zifferntasten z.B. im Integerformat.

PAR, i, END wie vorstehend.

Dieser Syntaxbeschreibung ist noch eine Tafel hinzuzufügen, in der die einzelnen Parameter i definiert und der zulässige Wertebereich z festgelegt sind. Ein Beispiel dazu gibt Tafel 2.

6. Mittel zur Bedienerführung

Beim Entwurf von BAS ist durch geeignete Mittel dafür zu sorgen, daß der Bediener in den von ihm zu vollziehenden Bedienhandlungen und der von ihm zu treffenden Auswahl (z. B. von Betriebsarten, Parameterwerten, Meßabläufen) unterstützt wird (Bedienerführung).
Dazu gehören:

— geeignete Anordnung und treffende Namens- oder Symbolgebung der Bedienelemente

— zweckentsprechende Beschriftung und evtl. auch Farbgebung des Bedien- und Anzeigefeldes

— geeignete Kopplung von Anzeigeelementen (Leuchtdioden, Lampen, Digitalanzeigen u. ä.) mit den Bedienelementen

— bei ME mit Bildschirm Nutzung des Bildschirms durch geeignete Textausgaben, Kursoranordnungen u. a. auch zur Bedienerführung.

Beispiele dazu enthalten [1] [2]. Zum Entwurf des BAS gehört folglich auch der Entwurf der Frontplatte der ME.

7. Abschließende Bemerkung

Durch Einsatz von Mikrorechnern in Meßeinrichtungen lassen sich beträchtliche Gebrauchswerterhöhungen erzielen. Mit zweckentsprechender und geschickter Ausführung des BAS und der Programmgestaltung lassen sich die Meßeinrichtungen so gestalten, daß der Anwender keine Kenntnisse der Rechentechnik zu ihrer Handhabung braucht. Durch Anwendung der genannten grafischen Beschreibungsformen von BAS läßt sich eine gleitende Softwaredokumentierung erreichen, indem der Entwurf des BAS durch laufende Aktualisierung zugleich Bestandteil der Gerätedokumentation (Beschreibung- und Bedienungsanleitung, Servicedokumentation) wird.

Eingegangen am 21. Januar 1983 NaA 9034

Tafel 2. Definition der Parameterart, des Parameterwertebereiches und der Dimension als Ergänzung zur Syntaxbeschreibung

Nr. i	Wertebereich z	Dimension	Parameterart
5	0 ··· 59	°C	Bezugstemperatur
6	40 ··· 90	%	Bezugsfeuchte
⋮			
10			Digital-Analog-Umsetzer-Anschluß:
	0		kein DAU angeschlossen
	1		DAU für Schreiber angeschlossen
	2		DAU für Regler angeschlossen
⋮			
41	1		Umfang der Messung nur Spannung
	2		Spannung und Temperatur
	3		Spannung, Temperatur und Luftfeuchte
⋮			
52	1 ··· 60	s	Anzeigezykluszeit

Literatur

[1] *Naumann, G.:* Interfacegestaltung elektronischer Meßeinrichtungen unter dem Aspekt des Mikrorechnereinsatzes. Nachrichtentech., Elektron. 29 (1979) 1, S. 7–9

[2] *Naumann, G.; Kersten, W.-D.; Schwarz, P., Will, G.:* Grundlagen der Anwendung der Mikrorechentechnik in der Meßtechnik. Lehrbrief, VEB Robotron-Meßelektronik „Otto Schön" Dresden, 1982

[3] *Naumann, G.:* Mikrorechneranwendung in der elektronischen Meßtechnik. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 4, S. 136–139

[4] TGL 22451. Informationsverarbeitung. Datenfluß- und Programmablaufplan, 1975

[5] *Naumann, G.:* Zur Programmstruktur und Bedienphilosophie von elektronischen Meßeinrichtungen mit Mikrorechnern. messen steuern regeln 23 (1980), 5, S. 267–271

Dr.-Ing. *Günther Naumann*, VEB Robotron Meßelektronik „Otto Schön" Dresden, 8012 Dresden PSF 211

Vergleich von Bedienstrategien des Meßcomputersystems PSA

H. Bomm, KDT, Berlin

Mitteilung aus dem VEB Meßelektronik Berlin

Deskriptoren: Mikrorechner, Meßtechnik, Meßplatzautomatisierung, Sichtgerätetechnik, Bedienstrategien, Betriebssysteme

1. Charakterisierung des Meßcomputersystems PSA

Das programmierbare Steuer- und Anzeigegerät (PSA) ist ein speziell für die Bedürfnisse der elektronischen Meßtechnik entwickeltes mikrorechnergesteuertes, alphanumerisch-grafisches Rastersichtgerät, das über seine Sichtgerätefunktion hinaus als universelles Steuergerät für unterschiedliche automatisierte Meßkomplexe eingesetzt werden kann und darüber hinaus als Meßgerät einsetzbar ist (Bild 1).
Die Sichtgerätefunktion gewährleistet die Darstellung von 20 Zeilen mit 64 Zeichen Alphanumerik, die Darstellung von maximal 4 Meßkurven in Grafik und zusätzliche Funktionen zur Auswertung der Kurven in x- und y-Richtung, Meßraster und Skalierung. Durch interne Steuerung sind alle verschiedenen Möglichkeiten miteinander kombinierbar. Die Analogmeßeinheit zum Anschluß von Analogmeßplätzen (Gleich- und Wechselstromanschluß) gewährleistet unabhängig vom jeweils benutzten Meßeingang eine dem Meßwert proportionale Gleichspannung für den ADU.
Bei Darstellung des Meßwertes als Grafikkurve auf dem Bildschirm (512 × 256 Bildpunkte für Grafik) läßt sich eine Änderungsgeschwindigkeit von 25 ms für eine Meßkurve erreichen. Zur Steuerung peripherer Einrichtungen enthält das Gerät den Interfacebus IMS-2 (IEC-625), Anschlußmöglichkeiten für TTL-Signale und einen Fernschreiberanschluß. Eine externe Tastatur ist anschließbar, eine interne Tastatur vorhanden. Zusätzlich wird eine Frequenzmessung von 0 bis 80 MHz und eine Gleichspannung mit Umschaltung von 3 Bereichen im Umfang von ± 50 V realisiert. Zur Steuerung und Meßwertverarbeitung wird das Mikrorechnersystem K 1520 eingesetzt.
Die obigen Baugruppen sind einschließlich des Sichtgeräteteiles in einem Gefäß von 19″ Breite untergebracht [1].

2. Bedienstrategie von Mikrorechnersystemen

Um den Dialog zwischen Anwender und Meßgerät optimal zu sichern, ist die auszuwählende Bedienstrategie von großer Bedeutung. Man kann unterscheiden zwischen

— festen Funktionstasten

— der dialoggeführten Bedienung

— der Anwenderprogrammierung durch Parametrierung und

— der freien Programmierung durch spezifische Prüfsprachen bzw. höhere Programmiersprachen.

Mikrorechnermeßsysteme mit festen Funktionstasten sind für spezielle Anwendungsfälle vorgesehen. Dabei sind die vielfältigen Möglichkeiten des Mikrorechners, besonders bei Änderung der Einsatzbedingungen, kaum ausnutzbar.

2.1. Dialoggeführte Bedienung und Anwenderprogrammierung durch Parametrierung beim PSA

Für das Meßcomputersystem PSA wurde zum Einsatz in der innerbetrieblichen Prüffeld-Rationalisierung ein Betriebssystem

erarbeitet, das auf der Grundlage der dialoggeführten Bedienung und Anwenderprogrammierung durch Parametrierung beruht.

Bei der dialoggeführten Bedienung werden alle mit dem PSA-Meßsystem vorhandenen Einstellmöglichkeiten und Meßaufgaben als ein „Menü" auf dem Bildschirm vorgegeben. Dabei wurde auf eine hohe Übersichtlichkeit mit der Darstellung der nur für die ausgewählte Meßaufgabe benötigten Einstellparameter orientiert. Eine Erleichterung der Bedienung erfolgt insbesondere dadurch, daß eine geringe Anzahl von Tasten entsprechend dem jeweiligen Anwendungsfall als Programm- und Parametertasten festgelegt sind und eine Integration der Bedienungsanleitung in die Software erfolgt. Eine leichte Anpassung an verschiedene Aufgabenstellungen ist durch Funktionsfestlegung der Zahlentastatur auf dem Sichtteil möglich. Die eindeutige Aussage über den internen Zustand erfolgt durch alphanumerische Anzeige aller für die Meßaufgabe notwendigen Bedienfunktionen bei softwaremäßiger Verriegelung aller übrigen Einstellparameter. Zur Realisierung einer größeren Übersichtlichkeit werden für die Meßvorbereitung alle für die Einstellung erforderlichen Parameter angezeigt, während bei der Meßdurchführung nur die während der Messung zu ändernden Parameter dargestellt werden. Da für die wesentlichsten Bedienfunktionen Funktionstasten zur Verfügung stehen, während die Verarbeitungsaufgaben und Parametereingaben bzw. -änderungen codiert über die Zifferntastatur aufgerufen werden, ist bei Gewährleistung einer großen Übersichtlichkeit die Eindeutigkeit auch voll gegeben. Dabei ist die wahlfreie Reihenfolge der Bedienung möglich. Eine Darstellung einer Fehlbedienung erfolgt nicht, da bei jeder Zahleneingabe Grenzwertkorrekturprogramme aufgerufen werden und ansonsten grundsätzlich jede akzeptierte Tastatureingabe zu einer Anzeigeänderung auf dem Bildschirm führt. Weiterhin sind in diesem Betriebssystem eine Anzahl vorprogrammierter Standardmeßprogramme enthalten, deren Parametereinstellung willkürlich geändert werden kann.

Zur Realisierung der Anwenderprogrammierung sind die Tasten Store und Recall eingeführt. Mit diesen Tasten können beliebige, durch den Anwender über die Bedienerführung eingestellte Geräteeinstellungen in den Programmspeicher gespeichert bzw. zurückgerufen werden. Entsprechend der Bedienung wird automatisch entweder eine Gesamtspeicherung aller Einstellparameter bzw. nur die Speicherung der geänderten Parameter in den Programmspeicher realisiert. Da die Taste Store nur während der Messung aktiviert ist, wird gewissermaßen ein Lerneffekt bei der Anwenderprogrammierung erreicht, da nur getestete Einstellungen in dem Programmspeicher abgelegt werden. Bei Aufruf der Recall-Funktion wird im Programmspeicher die vorgegebene Adresse gesucht, die Einstellparameter in den Arbeitsspeicher übernommen und die Messung eingeschaltet. Für den Anwender ergibt sich somit die Möglichkeit, die Programmierung seiner Meßabläufe selbst mit Hilfe dieser Gerätetechnik vornehmen zu können, ohne eine Programmiersprache kennen zu müssen. Nach abgeschlossener Programmierung des kompletten Meßablaufs kann das Anwenderprogramm auf EPROM fest programmiert werden. Der automatische Ablauf (über Bedienerführung wählbar) gewährleistet die Verknüpfung der im Programmspeicher festgelegten Standardmeßprogramme einschließlich zugehöriger Programmwerte. Das Weiterschaltungskriterium für den nächsten Aufruf wird über den Vergleich des enthaltenen Meßwertes mit vorgegebenen Toleranzwerten erreicht. Dabei können im Ergebnis der Messung neue Meßprogramme oder auch nur neue Daten in den Arbeitsspeicher aufgerufen werden.

Das auf dieser Bedienstrategie aufgebaute Betriebssystem für das PSA, einschließlich Steuerung und Meßwertverarbeitung für den Pegel- und Wobbelmeßplatz PDM60, hat einen Umfang von 24 kByte. In einem speziellen Anwendungsfall im Prüffeld (etwa 1400 Werte für Frequenzen, maximale und minimale Vergleichswerte, Bedienhinweise, Fehlerroutinen) werden für die gespeicherten Parameter $\approx$ 11 kByte benötigt.

Zur Charakterisierung dieser Bedienstrategie ergeben sich folgende Vor- und Nachteile:

Vorteile

— Der Anwender muß keine Programmiersprache zur Bedienung und Programmierung kennen
— nur mit Kenntnis des Meßprozesses sind automatische Meß- und Prüfabläufe festlegbar.

Nachteile

— Bei großem Parameterumfang (wie im obigen Anwendungsfall) sind selbst geringe Änderungen schwer beherrschbar (Änderungen wurden deshalb nach fertiger Programmierung im MC-Speicher im Entwicklungssystem durchgeführt)
— Änderungen im Meßablauf, die nicht im vorgegebenen Standardmeßprogramm enthalten sind, sind durch den Anwender nicht durchführbar.

Aus diesen nachteiligen Gründen und um das PSA als eigenständiges Meßcomputersystem (ohne PDM60) zu realisieren, wurde ein neues Betriebssystem auf der Grundlage eines BASIC-Interpreters entwickelt.

2.2. PSA-BASIC-Betriebssystem

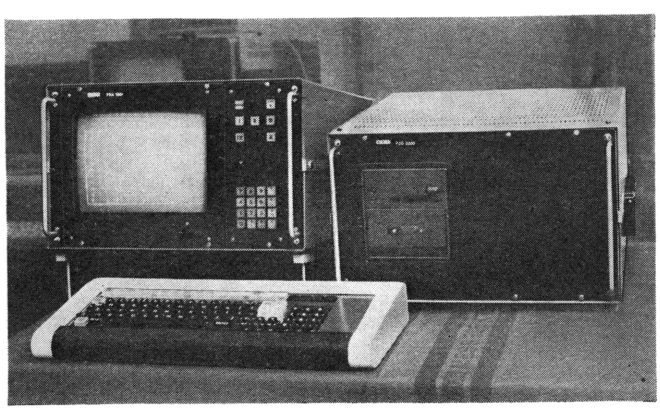
Das für die Steuerung des PSA und dessen freie Anwenderprogrammierung entwickelte, für meßtechnische Anwendungsfälle erweiterte interpretativ arbeitende BASIC-Betriebssystem ist durch folgende Bedien- und Einsatzphilosophie gekennzeichnet:

— die Programmierung und Testung des Meßprogrammes erfolgt am Meßautomaten
— die Programmierung des Meßautomaten ist durch einen nicht speziell ausgebildeten Anwender möglich
— es werden keine methodischen Programmierkenntnisse beim Anwender vorausgesetzt
— die Programmerstellung für Meß- und Prüfprozesse beim Anwender erfolgt in Erweiterung vorher ausgetesteter Standardmeßprogramme
— Assemblerprogramme (für zeitkritische Operationen) sind in das BASIC-Programm einfügbar
— das Steuerprogramm für die Programmabarbeitung wird durch den BASIC-Interpreter realisiert
— für die Programmerarbeitung ist eine externe Tastatur anschließbar, wobei für Testzwecke frei programmierbare Tasten zur Verfügung stehen
— der Einsatz als Meßgerät bzw. Steuergerät für Prüfaufbauten kann nur mit der Frontplattentastatur erfolgen
— Einsatz der Bedienerführung durch Funktions- und Programmablauftasten für übergeordnete bzw. oft benutzte Funktionen bei der Programmerstellung und Programmabarbeitung
— die Erweiterung des Betriebssystems durch den Anwender entsprechend Anwendungsfall bzw. Hardwareerweiterung ist möglich.

Zusätzlich zu den BASIC-Funktionen sind zur Steuerung der meßtechnischen Hardware die direkte Ein- und Ausgabe (IN, OUT) und zur Kopplung des BASIC-Interpreterlaufes mit dem Meßprozeß die CMD-Steuerungsanweisung eingeführt. Mit der CMD-Anweisung werden weiterhin Übergabebedingungen für Assemblerprogrammierung definiert und der Datenaustausch, die Steuerung und interruptprogrammierte Bedienung von Meß- und Peripheriegeräten über verschiedene Interface realisiert. Für die Meßwert- und Programmausgabe in lesbarer Form ist neben dem Bildschirm der Anschluß eines Fernschreibers F 1200

Fortsetzung auf Seite 361

Bild 1. BASIC-Programmierbares Meßcomputersystem PSA



Numerische Integration periodischer Größen – angewandt in der digitalen Wechselspannungsmessung

H.-B. Bemmann, KDT; F. Wiebel, Mittweida

Mitteilung aus der Ingenieurhochschule Mittweida, Sektion Informationselektronik

Deskriptoren: Prüftechnik, Mikrorechentechnik, Programm, Wechselspannungsmessung digital, Kennwert, Berechnung, Fehlerursache

Die rechnergestützte Ermittlung von Kennwerten analoger Größen hat in der digitalen Prüf- und Meßtechnik eine große Bedeutung erlangt. Dabei wird eine hohe Genauigkeit sowie eine schnelle Ausgabe der Meßergebnisse auf der Grundlage leistungsfähiger Hard- und Software verlangt. Den Prinzipaufbau eines digitalen Wechselspannungsmessers zeigt Bild 1, wobei z. B. bei einem rechnergesteuerten Meßplatz der Meßrechner weitere Meßgeräte und Systemkomponenten zu bedienen hat. Bei der Berechnung von Kennwerten, die notwendigerweise eine Digitalisierung der analogen Eingangsgröße $x_e(t)$ voraussetzt, ist prinzipiell eine Abweichung der erhaltenen Näherungslösung vom exakten Wert zu erwarten. Es ist zweckmäßig, die entstehenden Fehlerarten bei der rechentechnischen Verarbeitung diskreter Stützwerte nach [1] zu klassifizieren. Bild 2 zeigt diese Klassifizierung.

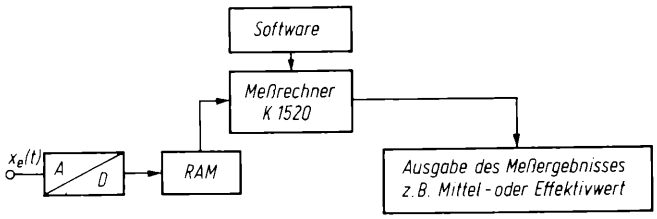


Bild 1. Prinzipaufbau eines digitalen Wechselspannungsmessers

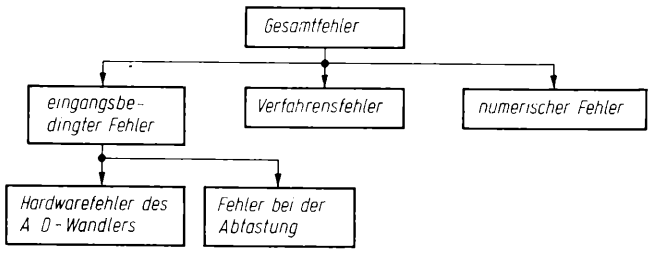
1. Fehlerarten bei der Verarbeitung diskreter Stützwerte

Um die Berechnung von Kennwerten (Mittel- und Effektivwert) mit einem Näherungsverfahren, wie z. B. bei der numerischen Integration, durchführen zu können, müssen Anfangsdaten vorhanden sein. Diese Anfangsdaten werden durch den AD-Wandler von der Meßfunktion abgeleitet und in digitaler Form im Speicher bereitgestellt. Die Umsetzung der analogen Eingangsinformation in diskretisierte Stützwerte ist mit einer Reihe von Fehlern verbunden. Diese Fehler, die ungenaue Anfangsdaten hervorrufen, werden unter der Bezeichnung eingangsbedingte Fehler F_E zusammengefaßt. Der eingangsbedingte Fehler wird durch einen systembedingten Quantisierungsfehler F_Q und von weiteren statischen und dynamischen Fehlern, die vom realen AD-Wandler, d. h. von seiner schaltungstechnischen Konzeption, von verwendeten Bauelementen und dem gewählten Wandlungsprinzip, abhängig sind, hervorgerufen. All diese Fehler sind somit reine Hardwarefehler. Eine weitere Verfälschung der Anfangsdaten kann jedoch auch unabhängig vom AD-Wandler entstehen, wenn zwischen Abtastvorgang und abzutastender Funktion keine Korrelation vorhanden ist (z. B. fehlender zeitlicher Bezug zwischen Phase des abzutastenden Signals und Start/Stop der AD-Wandlung). Dieser Fehlereinfluß sowie sich daraus ergebende Bedingungen bei einer Abtastung von tiefen und hohen Frequenzen müssen zur Minimierung des Gesamtfehlers des digitalen Wechselspannungsmessers ebenfalls betrachtet werden [2]. Der eingangsbedingte Fehler, dessen Größe in starkem Maße von praktischen Gesichtspunkten bestimmt wird, hat somit nichts mit der Genauigkeit des verwendeten Softwarealgorithmus zu tun und kann von diesem im allgemeinen auch nicht mehr nachträglich kompensiert werden.

Eine weitere Fehlerart entsteht bei der Anwendung eines Näherungsverfahrens auf die im Speicher bereitgestellten Werte. Da die Größe dieses Fehlers nur von der Art der benutzten Näherungsmethode abhängig ist, wird er als Verfahrensfehler F_V bezeichnet. Da die Anwendung des Näherungsverfahrens auf die Anfangsdaten durch ein Programm gesteuert wird, ist der Verfahrensfehler ein reiner Softwarefehler.

Durch die für die Berechnung von Kennwerten notwendigen mathematischen Operationen, wie z. B. Division und Radizieren, können Ergebnisse mit großer Stellenzahl entstehen. Durch die interne Verarbeitung des Mikrorechners mit einer endlichen Wortlänge ergeben sich damit zwangsläufig Rundungsfehler. Diese durch die Ungenauigkeiten im Rechenvorgang selbst entstehenden Fehler werden als numerische Fehler F_N bezeichnet. Da die numerischen Fehler durch die Software beliebig klein gehalten werden können, ist ihre Analyse im Zusammenhang mit

Bild 2. Klassifizierung der Fehlerarten bei der Verarbeitung diskreter Stützwerte



Fortsetzung von Seite 360

im Betriebssystem generiert. Desweiteren ist die Meßwert- und Programmaus- und -eingabe auf Lochbandleser, Lochbandstanzer (SIF 1000), Kassettenmagnetbandgerät und über IEC-Interface (IMS-2) integraler Bestandteil des Betriebssystems.

Das BASIC-Betriebssystem mit oben angeführten Funktionen hat einen Umfang von 25 kByte ROM und 1,5 kByte RAM. Für den Anwender stehen 36 kByte RAM für BASIC-Programme, Daten und Assemblerprogramme zur Verfügung.

3. Schlußbetrachtung

Auf der Grundlage des BASIC-Betriebssystems wurde ein Anwenderprogramm für den PDM 60 geschrieben, das auf der bewährten Strategie der Bedienerführung beruht. Damit ergeben sich neben den Vorteilen der dialoggeführten Bedienung die Vorteile der leichten Änderbarkeit der Programme, insbesondere in Auswertung der Meßdurchführung. Der Anwender ist in die Lage versetzt, das Programm entsprechend seinen Anforderungen anzupassen. Nachteile der längeren Laufzeiten der BASIC-Programme — nur während der Meßdurchführung — werden durch in Assembler geschrieben und vom BASIC-Programm aufgerufene Unterprogramme ausgeglichen.

Eingegangen am 25. März 1983 NaA 9071

Literatur

[1] *Bomm, H.; Lafin, D.:* Programmierbares Steuer- und Anzeigegerät zur Meßplatzautomatisierung. Fernmeldetechnik, 23 (1983) 6

Dr.-Ing. *Hans Bomm*, VEB Meßelektronik Berlin, 1035 Berlin, Neue Bahnhofstraße 9 – 17

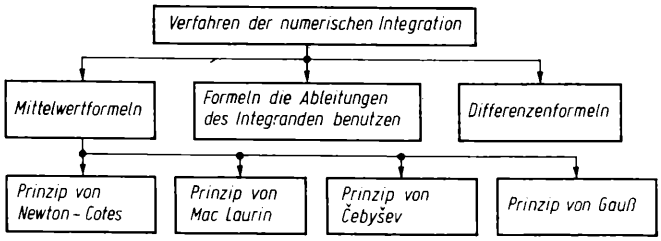


Bild 3. Verfahren der numerischen Integration

der Programmerstellung von Interesse. Dabei ist aber zu beachten, daß sich mit größer werdender Wortlänge (kleinerer numerischer Fehler) allerdings auch die Programmlaufzeit erhöht. Damit setzt sich der bei der Berechnung von Kennwerten einer analogen Meßfunktion entstehende Gesamtfehler aus eingangsbedingtem Fehler, Verfahrensfehler und numerischem Fehler zusammen.

2. Verfahren der numerischen Integration

Die Berechnung des Meßwertes $|\bar{x}|$ bzw. des Effektivwertes X nach den Gln. (1) und (2) einer beliebigen periodischen Eingangsfunktion $x_e(t)$ aus diskretisierten Stützwerten setzt für eine rechentechnische Verarbeitung ein Verfahren der numerischen Integration voraus, denn es ist bekanntlich

$$|\bar{x}| = \frac{1}{T} \int_{t}^{t+T} |x_e(t)| \, \mathrm{d}t \tag{1}$$

$$X = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t}^{t+T} x_e^2(t) \, \mathrm{d}t} \tag{2}$$

Grundgedanke aller Verfahren der numerischen Integration, daß die Berechnung des Integrals auf die Berechnung einer Linearkombination (Interpolationspolynom) der Funktionswerte des Integranden $x(t)$ in endlich vielen Punkten (Stützstellen) des Intervalls $[a, b]$ zurückgeführt wird [1].
Damit läßt sich ein durch ein Näherungsverfahren gefundener Integralwert allgemein in der Form

$$I = \int_{a}^{b} x(t) \, \mathrm{d}t = S + R \tag{3}$$

darstellen [3]. S kennzeichnet dabei den durch das Näherungsverfahren gewonnenen Näherungswert des Integrals. Aus programmtechnischer Sicht soll der Aufwand — als ein erstes Kriterium für die Auswahl eines geeigneten Algorithmus zur Berechnung von S — möglichst klein sein.
Ein zweites Kriterium — die Genauigkeit — wird hingegen durch den Restfehler R (auch Korrekturglied genannt) des jeweiligen Näherungsverfahrens bestimmt. Die in der Literatur beschriebene Vielzahl von Verfahren der numerischen Integration lassen sich nach [4] in 3 große Gruppen einteilen (Bild 3):

— die Gruppe der Mittelwertformeln
— eine Gruppe von Formeln, die außer den Funktionswerten des Integranden auch noch dessen Ableitungen benutzt und
— eine Gruppe von Näherungsverfahren, in denen diese Ableitungen durch Differenzen (Differenzenformeln) dargestellt werden.

Die zweite und dritte Formelgruppe lassen sich bei analytisch oder grafisch gegebenen Funktionen vorteilhaft anwenden. Wird aber wie im vorliegenden Fall eine analoge Funktion nur durch ihre diskreten Stützwerte repräsentiert, ist die Verwendung der Mittelwertformeln zweckmäßig.
Von Mittelwertformeln spricht man dann, wenn sich der Wert von S als Linearkombination in der Form

$$S = c_0 y_0 + c_1 y_1 + c_2 y_2 + \cdots + c_N y_N \tag{4}$$

darstellen läßt [5]. Dabei sind $y_0, y_1, y_2, \ldots, y_N$ $N+1$ Werte der abgetasteten Funktion $x_e(t)$ an den $N+1$ Stützstellen im Intervall $[a, b]$ und $c_0, c_1, c_2, \ldots, c_N$ die dazugehörigen Linearkombinationskoeffizienten.

Die Berücksichtigung verschiedener Anordnungsmöglichkeiten der Stützstellen im Integrationsintervall hat zu verschiedenen Arten von Mittelwertformeln geführt (Bild 3).
Auf Grund der oben erwähnten Kriterien Aufwand und Genauigkeit sind besonders die Newton-Cotes-Formeln von Interesse. Bei diesen Formeln werden die Stützstellen gleichabständig (äquidistant) im Inneren des Integrationsintervalls verteilt; die beiden Randpunkte des Integrationsintervalls a und b werden ebenfalls als Stützstellen verwendet. Nach dem Grad des für das Näherungsverfahren verwendeten Interpolationspolynoms unterscheidet man Newton-Cotes Formeln verschiedener Ordnung.
Die verallgemeinerte Trapezregel nach Gl. (5), die sich aus der klassischen Trapezregel (Newton-Cotes-Formel 1. Ordnung) ableitet, hat einen besonders einfachen Aufbau:

$$S_{TR} = \frac{b-a}{2N} [y_0 + 2y_1 + 2y_2 + \ldots + 2y_{N-1} + y_N]. \tag{5}$$

Eine Funktion wird nach dieser Gleichung durch ein lineares Interpolationspolynom angenähert. Demzufolge stimmt der Wert von S mit dem wahren Wert des Integrals I überein, wenn $x_e(t)$ eine lineare Funktion ist (z. B. Rechteck- und Dreieckfunktion). Anderenfalls entsteht das in Gl. (3) aufgeführte Korrekturglied R, das für das Entstehen des Verfahrensfehlers verantwortlich ist.

3. Algorithmenbildung unter Einbeziehung des Verfahrensfehlers

Das Restglied der Trapezregel läßt sich mit der Eulerschen Summenformel in die folgende Reihe entwickeln [1]:

$$\begin{aligned} R_{TR} = &- \frac{h^2}{12} [f'(b) - f'(a)] + \frac{h^4}{720} [f'''(b) - f'''(a)] \\ &- \frac{h^6}{30240} [f^{(5)}(b) - f^{(5)}(a)] \\ &+ \frac{h^8}{1209600} [f^{(7)}(b) - f^{(7)}(a)] \\ &+ \frac{h^{2K-2}}{(2K-2)!} B_{2K-2} [f^{(2K-3)}(b) - f^{(2K-3)}(a)] + R^*, \end{aligned} \tag{6}$$

$$R^* = (b-a) \frac{h^{2K}}{(2K)!} B_{2K} f^{(2K)}(\xi) \tag{7}$$

mit $h = \frac{b-a}{N}$ Stützstellenabstand, B_i Bernoullische Zahlen $a \leqq \xi \leqq b$.

Da für periodische Funktionen $f(a) = f(b)$ mit $b - a = T$ gilt (T Periodendauer) und daher zwangsläufig auch $f^{(n)}(a) = f^{(n)}(b)$ gelten muß, werden alle Summanden nach Gl. (6) bis auf die Fehlerabschätzung R^* nach Gl. (7) Null und es folgt für periodische Funktionen $R_{TR} = R^*$.
Bei der numerischen Integration nichtperiodischer Funktionen wird durch die Anwendung von Newton-Cotes-Formeln höherer Ordnung (z. B. Simpsonregel) eine größere Genauigkeit als bei der Trapezregel erzielt. Das beruht darauf, daß bei diesen Näherungsverfahren ein Abgleich einzelner Summanden in Gl. (6) erfolgt (Erzielung eines Fehlergliedes von möglichst hoher Ordnung) [2]. Daraus folgt, daß die Anwendung von Newton-Cotes Formeln höherer Ordnung, die eine bedeutende Aufwandssteigerung zur Folge haben, auf die Klasse der periodischen Funktionen zu keiner Genauigkeitssteigerung führen kann.
Der Programmalgorithmus auf der Grundlage der Trapezregel zur Mittel- und Effektivwertbildung ergibt sich auf der Grundlage der Gln. (1), (2) und (5) danach zu

$$|\bar{x}| = \frac{1}{N} \left(\frac{y_0 + y_N}{2} + \sum_{i=1}^{N-1} y_i \right) \quad \text{und}$$

$$X = \sqrt{\frac{1}{N} \left(\frac{y_0^2 + y_N^2}{2} + \sum_{i=1}^{N-1} y_i^2 \right)}.$$

Da bei der Abtastung über eine Periode T der Meßfunktion stets $y_0 = y_N$ gilt, entstehen so die bekannten Gleichungen

$$|\bar{x}| = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} y_i \quad \text{und} \quad X = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} y_i^2}.$$

In [6] sind für diese Algorithmen neben der Betrachtung des numerischen Fehlers Programme für den K 1520 zu finden. Die bisherigen Betrachtungen galten für den Fall, daß die Länge des Integrationsintervalls mit der Periodenlänge der Meßfunktion $x_e(t)$ übereinstimmt. Das ist jedoch ohne zusätzlichen Hardwareaufwand (z. B. Nulldurchgangserkennung) bei beliebigen periodischen Funktionen — die Äquidistanz der Stützstellen vorausgesetzt (konstante Abtastfrequenz) — nicht zu erreichen und es entsteht so auch eine beliebige (zufällige) Lage der Stützstellen in bezug auf die abzutastende Funktion. Das führt besonders bei Sprungfunktionen zu erheblichen Fehlern, während bei glatten Funktionen (z. B. Sinusfunktion) dieser Fehlereinfluß nur unwesentlich ist.

In [2] wurden in diesem Zusammenhang für ausgewählte Testfunktionen entstehende Fehlergrößen in Abhängigkeit der Stützstellenzahl analytisch und experimentell bestimmt. Für den ungünstigen Fall einer idealen Rechteckfunktion bei beliebiger Lage äquidistanter Stützstellen im Integrationsintervall gilt für den Verfahrensfehler bei Anwendung der Trapezregel $F_V \sim \frac{1}{N}$. Bei einer Dreieckfunktion unter gleichen Voraussetzungen gilt bereits $F_V \sim \frac{1}{N^2}$ und bei einer Sinusfunktion mindestens $F_V \sim \frac{1}{N^6}$.

4. Berücksichtigung des eingangsbedingten Fehlers

Ein besonders schwerwiegendes Problem ist für digitale Meßwerterfassungssysteme die Gewinnung der zur Berechnung von Kennwerten notwendigen Anfangsdaten. Das bezieht sich vor allem auf zeitliche Bedingungen (z. B. Forderung nach einer hohen Umsetzrate des AD-Wandlers) und dabei einzuhaltende Genauigkeiten.

Soll der entstehende Gesamtfehler solcher digitalen Wechselspannungsmesser nach Bild 1 gegenüber rein analogen Verfahren zur Kennwertermittlung klein gehalten werden, müssen an die analog arbeitenden Baugruppen des AD-Wandlers z. T. extrem hohe Forderungen gestellt werden.

Bei der Untersuchung von systematischen Fehlern sowie ihres Einflusses auf das Meßergebnis ist besonders der bei der Digitalisierung der Meßgröße entstehende, systembedingte Quantisierungsfehler von Interesse. Er beträgt im Idealfall (ohne Berücksichtigung statischer Fehler) $\pm 1/2$ Quantisierungseinheit (QE), unabhängig vom Wert der Eingangsgröße. Jeder im Speicher stehende digitale Wert kann diese Unsicherheit haben[1]).

Für die praktische Anwendung ist es wichtig, wie sich diese Fehler bei der Verrechnung (z. B. zu Mittelwert) durch das in der Anwendersoftware implementierte Näherungsverfahren (z. B. Trapezregel) auswirken.

Für die Streuung σ_s eines näherungsweise bestimmten Integrals nach Gl. (4) gilt allgemein

$$\sigma_s^2 = \sum_{i=0}^{N} c_i^2 \, \sigma_i^2 .$$

Der Quantisierungsfehler F_Q ist ein statistischer Fehler, der in den Grenzen $\pm 1/2$ QE gleichverteilt ist. Für die Streuung des Quantisierungsfehlers gilt deshalb nach [7]

$$\sigma = \frac{QE}{\sqrt{12}} .$$

Für einen näherungsweise berechneten Wert durch die Trapezregel nach Gl. (5) folgt dann speziell:

$$\sigma^2_{TR} = \left(\frac{b-a}{2N}\right)^2 (1 + 4 + 4 + \ldots + 4 + 1)\, \sigma^2$$

$$= \left(\frac{b-a}{2N}\right)^2 \sigma^2 [2 + 4(N-1)] \quad \text{und folglich}$$

$$\sigma_{TR} = \left(\frac{b-a}{2}\right) \frac{QE}{\sqrt{12}} \sqrt{\frac{4}{N} - \frac{2}{N^2}} .$$

[1]) In [8] wird dafür der Begriff „relativer Umsetzfehler" F_{rel} verwendet, der sich mit der Anzahl n der Amplitudenstufen ausdrücken läßt: $n = \frac{1}{2F_{rel}} + 1$.

Unter Verwendung eines 8-bit-AD-Wandlers ergibt sich schließlich der relative Quantisierungsfehler zu:

$$F_Q = 3{,}5 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{4}{N} - \frac{2}{N^2}} \, \frac{1}{S_{TR}} .$$

Aus diesen abgeleiteten Zusammenhängen ist folgendes zu erkennen:

Die Größe des Quantisierungsfehlers hängt vom verwendeten Näherungsverfahren ab.

Für den Quantisierungsfehler gilt für nicht zu kleine N angenähert $F_Q \sim \frac{1}{N}$. Damit ist klar, daß für einen bestimmten Quantisierungsfehler eine bestimmte Stützstellenzahl erforderlich ist. Der relative Quantisierungsfehler wird weiterhin durch das mit dem Näherungsverfahren ermittelte Integral S_{TR} bestimmt und es ergeben sich demzufolge in Abhängigkeit von der Kurvenform unterschiedliche Werte.

5. Schlußbemerkung

Es wurden einige prinzipielle Probleme dargelegt, die sich bei der numerischen Integration periodischer Wechselgrößen ergeben. Der bei der Verarbeitung von diskreten Werten entstehende Verfahrensfehler und numerische Fehler läßt sich betragsmäßig in Abhängigkeit von der Anzahl der Stützstellen für ausgewählte Meßfunktionen explizit angeben, z. B. in [2] und [6]. Die Größe des eingangsbedingten Fehlers ist zur Minimierung des Gesamtfehlers nur für einen konkreten Hardwareaufbau eines AD-Wandlers angebbar. Dabei ist nochmals herauszustellen, daß auf den Gesamtfehler eine Vielzahl von Fehlereinflüssen — hervorgerufen durch völlig unterschiedliche Ursachen — einwirken. Dabei kann dieser eingangsbedingte Fehler ein Mehrfaches des Verfahrens — und erst recht des numerischen Fehlers betragen. So wird insbesondere bei digitalen Wechselspannungsmessungen mit einer geringen Verarbeitungsbreite des AD-Wandlers der Quantisierungsfehler gegenüber anderen Fehlereinflüssen stark überwiegen. Deshalb muß beim Aufbau solcher Geräte im Interesse eines kleinen Gesamtfehlers — vor allem der für die Gewinnung der Anfangsdaten notwendigen Hardware — besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden.

Eingegangen am 2. Juli 1982 NaA 8973

Literatur

[1] *Beresin, I. S.; Shidkow, N. P.:* Numerische Methoden, Bd. 1. Berlin: VEB Deutscher Verlag der Wissenschaften 1970

[2] *Wiebel, F.:* Erarbeitung von Algorithmen und Programmen für die digitale Wechselspannungsmessung für K 1520. Diplomarbeit, IH Mittweida 1982

[3] *Richter, W. E.; Joos, G.:* Höhere Mathematik für den Praktiker. Leipzig: Johann Ambrosius Barth 1968

[4] *Melentjew, P. W.; Grabowski, H.* Näherungsmethoden. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1967

[5] *Grabowski, H.; Fucke, R.; Schroedter, R.:* Praktische Mathematik. Leipzig: VEB Fachbuchverlag 1971

[6] *Winkler, F.:* Erarbeitung minimierter Softwarealgorithmen für den Mikrorechner K 1520 für spezielle digitale Wechselspannungsmessung. Diplomarbeit IHM 1982

[7] *Sahner, G.:* Digitale Meßverfahren. Berlin: VEB Verlag Technik 1979

[8] *Krauß, M.; Jehmlich, W.; Engewald, J.:* AD-Umsetzung bei der Meßdatenerfassung, insbesondere unter dem Aspekt der Kopplung mit dem Mikrorechnersystem K 1520. messen steuern regeln 25 (1982) 2, S. 62–67

Dr. sc. techn. *Hans-Bernhard Bemmann*, Dipl.-Ing. *Frank Wiebel*, Ingenieurhochschule Mittweida, 9250 Mittweida, Platz der DSF 17

Entwurf und erste Untersuchungsergebnisse von integrierten Filtern in CCD-Technik, Teil 2: Herstellung und Betrieb

H. Eigler, KDT; E. Hipke; B. Eberth, Mittweida

Mitteilung aus der Ingenieurhochschule Mittweida

Deskriptoren: PCM-Filter, Ladungsgekoppelte Bauelemente, Technologie, Kenndaten, Messung, Vergleich

In [1] wurde die Realisierung eines PCM-Tiefpasses mit einer Grenzfrequenz von $f_g = 3{,}4$ kHz durch CCD-Strukturen beschrieben. Eine einfache gewichtete CCD-Struktur wurde berechnet, deren Abtastfrequenz $f_a = 32$ kHz gewählt wurde. Damit ergab sich unter Berücksichtigung der zulässigen Gruppenlaufzeit von 1,6 ms ein maximaler Filtergrad von $N_{max} = 101$, der dazu ausgenutzt wurde, die maximale Zeitdauer der Impulsantwort t_0 und damit zumindest theoretisch eine hohe Genauigkeit bei der Approximation zu ermöglichen. N entspricht der Anzahl der Verzögerungsstufen der CCD-Schiebekette. Der berechnete Amplituden-Frequenz-Verlauf genügte mit einiger Sicherheit dem Dämpfungstoleranzschema der CCITT-Empfehlung G 712.

Wieweit CCD-Filter dem theoretischen Entwurf entsprechen, hängt vom Stand der Technologie ab. Eine experimentelle Prüfung ist notwendig. Erst wenn bekannt ist, welche Beschränkungen den Kenndaten eines Filters durch die Technologie auferlegt werden, kann man die Konstruktion so gestalten, daß mit minimalem Aufwand die Kenndatenforderungen am Filter mit hinreichender Sicherheit erfüllt werden. Bei CCD-Transversalfiltern entstehen Beschränkungen durch Ladungstransportverluste, Fehler der Wichtungskoeffizienten, Rauschen und Nichtlinearität. Die beiden letzten Kenndaten hängen wesentlich von der Konstruktion ab. In der vorliegenden Arbeit soll geklärt werden, ob übliche MOS-Technologien zur Herstellung von CCD-Filtern geeignet sind.

1. Probenherstellung und Messung

Die in [1] berechnete Struktur wurde in einer möglichst einfachen Weise als n-Kanal-2-Phasen-Volumen CCD (nBBCCD) mit Wichtung durch Einfachspaltelektroden und mit einer Ladungseingabe- und Ladungsausgabeschaltung als Potentialausgleichsschaltung bzw. Lese-Rückstellschaltung [2] hergestellt (siehe Bild 7 in [1]). Die Filterstruktur wurde im Scheibenverband auf einem Vielfachsondentaster gemessen. Die Meßtemperatur betrug 300 K. Die Taktversorgung und der Differenzstromintegrator [1] wurden von außen angeschlossen. Die Ergebnisse der elektrischen Messungen sind in Tafel 1 zusammengestellt. Falls nicht besonders angegeben, beziehen sie sich auf die gewichtete CCD-Struktur. Ihr typischer Amplituden-Frequenz-Verlauf wird im Bild 1, die Impulsantwort im Bild 2 dargestellt.

2. Diskussion der Ergebnisse

Bei der untersuchten Teststruktur war der Einfluß der systematischen und zufälligen Fehler bei der Schablonenherstellung und der Herstellung der Teststruktur auf den Amplituden-Frequenz-Verlauf besonders interessant. Zur Abschätzung eignet sich die empirische Beziehung (siehe z. B. [3])

$$N = \frac{-10 \lg (\delta_1 \delta_2) - 15}{14\, \Delta f} + 1 \qquad (1)$$

N Anzahl der Verzögerungsstufen, δ_1 Welligkeit im Durchlaßbereich, δ_2 Welligkeit im Sperrbereich, Δf Breite des Übergangsgebiets bezogen auf die Abtastfrequenz. Aus Gl. (1) folgt mit den Rechenwerten $\delta_1 = \delta_2 = 0{,}005$, $\Delta f = 0{,}0375$ ein $N \approx 59 < 101$. Mit $N = 101$ folgt, wenn Gl. (1) richtig ist, zur Abschätzung des Quantisierungsfehlers, einer Ebenenverschiebung beim Justieren, lokalen Schwankungen der Spaltlage, der Oxiddickenschwankungen, des Fehlers eines nicht hinreichenden Ladungsausgleichs unter den Spaltelektroden usw. eine zusätzliche Welligkeit $\delta_x \approx 0{,}006$. Sie läßt sich als Spannweite der Gewichtskoeffizienten interpretieren. Die damit abgeschätzte mittlere quadratische Abweichung σ kann in die ebenfalls in [3] angeführte Beziehung für den Maximalfehler der Übertragungsfunktion

$$|\Delta G(f)| = \delta\, (N \lg N)^{1/2} \qquad (2)$$

eingesetzt werden und liefert $|\Delta G(f)| \approx 0{,}028$, was den Meßergebnissen entspricht. Da die gemessene Sperrdämpfung kaum von der berechneten abweicht, ist der Fehler im wesentlichen systematisch, was sich besonders im Durchlaßbereich auswirkt. Auf einen systematischen Fehler wurde bereits in [1] hingewiesen.

Tafel 1. Meßergebnisse

Meßgröße	Einheit/ Bezeichnung	Meßwert (typisch)	Bemerkung	berechneter Wert [1]	CCITT G 712
Welligkeit im Durchlaßbereich	δ_1 dB	$\pm$ 0,2	(siehe Bild 1)	$-$ 0,052 $+$ 0,071	$+$ 0,125
Welligkeit im Sperrbereich	δ_2 dB	$-$ 39 $\pm$ 1		$-$ 40	$-$ 30
Phasengang		linear			
Ladungstransportverlust	ε_z	$3{,}3 \cdot 10^{-4}$			
Einfügedämpfung	dB	1,45			
Linearität zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung	dB	35			
Dynamikbereich	dB	45 $\pm$ 1	f = 1 kHz bezogen auf Gesamtrauschen		80 dBOp
Signal-Rausch-Abstand	dB	47 $\pm$ 1	Gesamtanordnung		

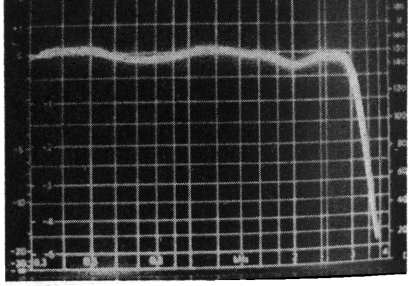


Bild 1
Typischer Amplituden-Frequenz-Verlauf der gewichteten CCD-Strukturen; Ordinate: -5 bis 1 dB

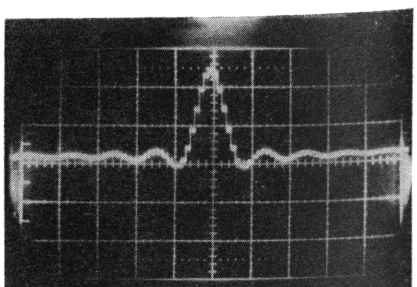


Bild 2
Impulsantwort der gewichteten CCD-Struktur
Maßstab: y-200 V/TS; x-200 µs/TS

Es handelte sich um eine Verschiebung der Spalte senkrecht zum Ladungstransport, die zu großen Abweichungen des Amplituden-Frequenz-Verlaufs bei $f \to 0$ führt.
Für ein anzustrebendes $|A\,G\,(f)_{max}| \approx 0{,}01$ folgt bei gleicher Entwurfsmethode und Technologie für ein PCM-Filter als obere Schranke für die Stufenzahl $N \approx 50$ bis 60.
Die gemessene mittlere $\delta_1 \approx \pm 0{,}2$ dB entspricht etwa der Abweichung in [4] experimenteller Filter. Im Gegensatz zu den hier untersuchten Proben handelte es sich in [4] um Transversalfilter mit $N = 63$ und optimalem Entwurf nach [5]. Die in der vorliegenden Arbeit erhaltenen Ergebnisse sind daher in bezug auf die von der Technologie auferlegten Beschränkung der Kenndaten günstiger.
Die Verkleinerung von N fordert eine Senkung von f_a, um t_0 groß zu halten, $f_{a\,min}$ wird durch den Dunkelstrom eines CCD bei der maximalen Betriebstemperatur ϑ_{max} bestimmt. Untersuchungen in [6] an 2 Phasen-nBCCD mit überhöhtem Dunkelstrom ergaben für $\vartheta_{max} = 60\,°C$, $f_{a\,min} \approx 16$ kHz bzw. ≈ 50 kHz für $\vartheta_{max} = 85\,°C$. Diese Proben hatten bei Raumtemperatur Dunkelströme von im Mittel $6 \cdot 10^{-9}$ A/cm². Normalerweise sind in nBCCD Ströme zwischen 2 und $3 \cdot 10^{-9}$ A/cm² zu erwarten, so daß mit $f_{a\,min} \approx 16$ kHz auch bei 85 °C zu rechnen ist. Zumindest ließen sie sich mit Oberflächen-CCD (SCCD) erreichen. $f_a \approx 16$ kHz sind sehr günstig, da hierbei einfachste Vorfilter gegen die Überfaltung ausreichen.
ε_z ist mit $3{,}3 \cdot 10^{-4}$ für BCCD verhältnismäßig hoch. Bei ihnen sind Werte von 10^{-4} bis 10^{-5} üblich. $3{,}3 \cdot 10^{-4}$ führen jedoch noch zu keiner merklichen Frequenzverschiebung des Amplituden-Frequenz-Verlaufs

$$f' = f\,(1 - \varepsilon_z). \tag{3}$$

Die Konstruktion der gewichteten CCD-Struktur ist sehr einfach. Die Randelektronik wurde nicht integriert. Die Werte in Tafel 1 für den Dynamikbereich und den Signal-Rausch-Abstand sind mit denen vollständig integrierter, handelsüblicher Filter nicht zu vergleichen. Sie geben lediglich Hinweise für die notwendige konstruktive Gestaltung. Sie stimmen mit den Werten überein, die bei ähnlichen einfachen Strukturen früher erhalten wurden (siehe z. B. [7]).
Die Linearität der Gesamtanordnung von 35 dB ist vergleichbar mit der bei Anwendung der Potentialausgleichsmethode für die Ladungseingabe zu erwartenden Linearität von 38 bis 45 dB. Im günstigsten Fall wurden 60 dB erreicht [4][8]. Der Dynamikbereich der gewichteten CCD-Struktur bezogen auf 0 dB beträgt etwa 70 bis 75 dB und ist bei Einfachspaltelektroden zu erwarten. Alle Möglichkeiten zur Verbesserung dieser Kenndaten von Transversalfiltern sind bekannt. Insbesondere zählen Doppelspaltelektroden [9] und Minimalphasenfilter [10] dazu. Sie lassen sich ohne Veränderung der Technologie einführen und ergeben bei Sicherung von Grundwerten durch die Technologie Kenndaten der Filter, die z. B. allen Forderungen der PCM-Technik genügen und den grundsätzlichen Vorteil eines geringen Flächenbedarfs haben.

3. Zusammenfassung

Standard-MOS-Technologien führen zu einem mittleren quadratischen Fehler der Wichtungskoeffizienten von CCD-Transversalfiltern von etwa 0,1 bis 0,2 %. Dadurch wird der Filtergrad eines z. B. PCM-Tiefpasses auf 50 bis 60 begrenzt. Die minimale Abtastfrequenz darf wegen der bei der Standardtechnologie zu erwartenden Dunkelströme für eine maximale Betriebstemperatur von 85 °C nicht unter 16 kHz liegen.
Mit diesen von der Technologie bestimmten „Grundkenndaten" lassen sich mit bekannten Konstruktionslösungen, insbesondere für die Wichtung, Kenndaten erhalten, die z. B. den Anforderungen an PCM-Filter genügen.

Eingegangen am 23. Februar 1983 NaA 9072

Literatur

[1] *Eigler, H., Hofmann, D.:* Entwurf und erste Untersuchungsergebnisse von integrierten Filtern in CCD-Technik. Teil 1: Entwurf und mathematische Analyse eines CCD-Transversalfilters mit linearer Phase. Nachrichtentech., Elektron. 31 (1981) 1, S. 39 – 41
[2] *Daub, D.:* CTD-Technology and Application. In: *Kaiser, N.; Proebster, W. E.:* From Electronics to Microelectronics. Amsterdam: North-Holland Publ. Comp. 1980, S. 111 – 118
[3] *Gersho, A.:* Charge Transfer Filtering. Proc. IEEE 67 (1979) 2, S. 196 – 218
[4] *Baertsch, R. D.; Engeler, W. E.; Goldberg, H. S.:* The Design and Operation of Practical CCD Transversal Filters. IEEE J. of Solid-State-Circuits SC-11 (1976) 1, S. 65 – 74
[5] *McClellan, J. H.; Parks, T. W.; Rabiner, L. R.:* A Computer Program for Designing Optimum FIR Linear Phase Digital Filters. IREE Trans. Audio Electroacoustics AU-21 (1973) 6, S. 506 – 526
[6] *Eigler, H.; Donth, H.:* Dunkelströme in n-Kanal-Volumen CCD (in Vorbereitung)
[7] *Buss, D. D.; Brodersen, R. W.; Hewes, C. R.:* CCD for Analog Signal Processing. Proc. IEEE 64 (1976) 5, S. 801 – 804
[8] *Sequin, C. H.; Tompsett, M. F.:* Charge Transfer Devices. New York: Academic Press 1975
[9] *Foxall, T.; Ibrahim, A., Hupe, G. J.:* Double Split Electrode Transversal Filter for Telecommunication. Appl. IEEE J. of Solid-State-Circuits SC-14 (1979) 1, S. 80 – 84
[10] *Foxall, T., Ibrahim, A., Hupe, G. J.:* Minimum-Phase CCD Transversal Filters. IEEE J. of Solid-State-Circuits SC-12 (1977) 6, S. 638 – 642

Prof. Dr. sc. techn. *Hans Eigler*, Dipl.-Ing. *Erhard Hipke*, Dipl.-Ing. *Bernd Eberth*, Ingenieurhochschule Mittweida, 9250 Mittweida, Platz der DSF 17

Eimerkettenfilter mit dynamischen Verstärkern

I. Heiden; H. Unger, Greifswald

Mitteilung aus der Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik

Deskriptoren: Filter, Frequenzfilter, analog. Abtastsystem, Feldeffekttransistor, Operationsverstärker, CCD und Schaltung, Messung

Durch die rasche Entwicklung der MOS-Technologie in den zurückliegenden Jahren ist die Realisierung integrierter analoger Filter, die hohe Selektionsforderungen erfüllen, möglich geworden. Damit ist eine intensive Forschungstätigkeit auf dem Gebiet der analogen Abtastfilter verbunden. Heute sind zwei Schaltungskonzeptionen zur hardwaremäßigen Realisierung solcher Filter bekannt. Filter mit geschalteten Kondensatoren oder SC-Filter [1] und Ladungstransferfilter [2].
SC-Filter haben gegenüber Ladungstransferfiltern einen höheren Schaltungsaufwand und Leistungsbedarf, der wesentlich durch die Operationsverstärker der SC-Filterschaltung bedingt ist. Daher wird in der Literatur der Einsatz dynamischer Verstärker diskutiert [3] bis [5]. Neben einer einfachen Schaltungsstruktur zeichnen sie sich durch einen geringen Leistungsverbrauch aus, der dadurch entsteht, daß diese Verstärker nur während einer Umladephase Strom führen. Gleichzeitig wird eine Verringerung des Rauschens erwartet [5].
In der vorliegenden Arbeit werden diese dynamischen Verstärker beim Aufbau von Eimerkettenfiltern in Abzweigstruktur [6] [7] eingesetzt, die gegenüber früher beschriebenen Varianten [8] [9] einen geringeren Einfluß von Störeffekten haben, während die einfache Schaltungsstruktur und die geringe Leistungsaufnahme der Eimerkettenfilter im wesentlichen erhalten bleiben.

1. Baugruppenbeschreibung

Grundbaugruppe früherer Eimerkettenfilter war ein getaktet betriebener signalspannungsgesteuerter Ladungsverstärker (s. Bild 1), der an einem invertierenden bzw. nichtinvertierenden

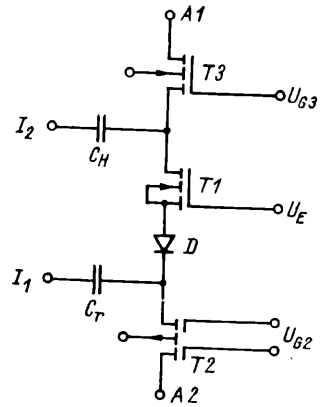


Bild 1. Ladungsverstärker mit hochohmigem Signaleingang

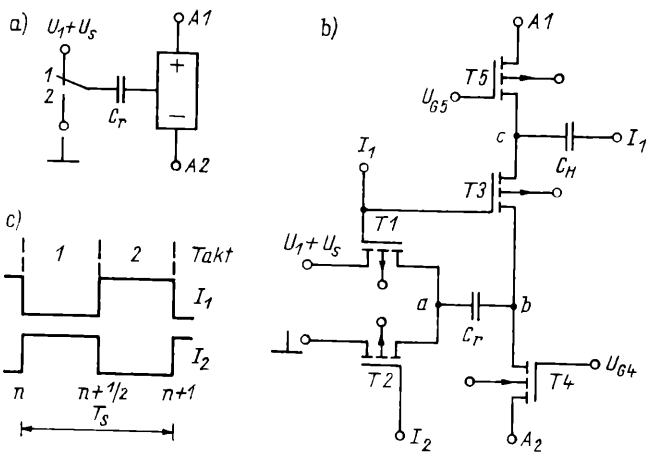


Bild 2. Ladungsverstärker mit niederohmigem Signaleingang
a) Ersatzschaltbild
b) Schaltung
c) Zeitverlauf der Taktspannungen

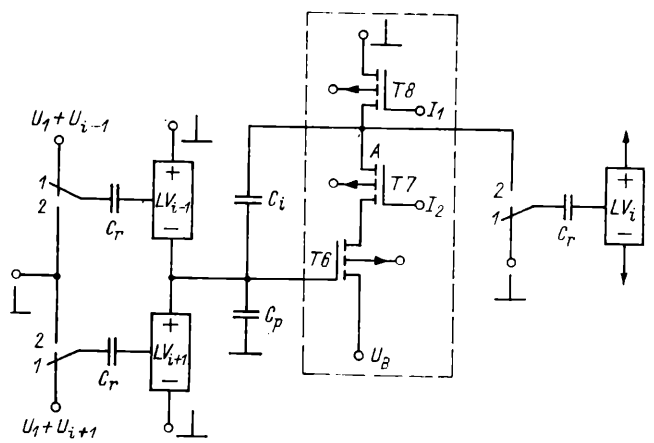


Bild 3. Getakteter Differenzintegrator mit Ladungsverstärkern und dynamischem Verstärker

Ausgang Ladungspakete abgibt, die — abgesehen von einer festen Ruheladung — der an der Gateelektrode des Eingangstransistors T1 anliegenden Eingangsspannung U_E proportional sind und entgegengesetzte Vorzeichen aufweisen. Wie theoretische und experimentelle Untersuchungen ergaben [9], treten durch die hochohmige Abfrage der Eingangsspannung infolge der parasitären Gate-Drain- und Gate-Source-Kapazität des Eingangstransistors kleine Störungen der Arbeitsweise des Ladungsverstärkers auf, die bei hohen Filtergüten zu einer Verfälschung der Filtercharakteristik führen können. Deshalb wurde der im Bild 2 dargestellte Ladungsverstärker[1]) mit niederohmiger Ansteuerung entwickelt.

Seine Funktionsweise läßt sich wie folgt beschreiben:

Am Eingang des Ladungsverstärkers wird die Spannung $U_1 + U_S$ (U_S Signalspannung) niederohmig angelegt, der Schaltungspunkt a ist über T2 an Masse geschaltet, T3, T4 und T5 sind gesperrt.

Zu Beginn des ersten Arbeitstaktes wird durch Änderung der Impulsspannungen I_1 bzw. I_2 von High auf Low bzw. Low auf High der Schalter T1 geschlossen und T2 geöffnet. Die Eingangsspannung $U_1 + U_S$ gelangt an den Punkt a und die Spannung am Knoten b wird über C_r um den Wert $U_1 + U_S$ angehoben. Der Transistor T3 öffnet. Von der Referenzkapazität C_r fließt solange Ladung zum Zwischenspeicherkondensator C_H, bis die an C_r entstehende Gegenspannung T3 sperrt. Die von C_r nach C_H transportierte Ladung hängt von der Eingangsspannung $U_1 + U_S$ linear ab und setzt sich aus einer Ruheladung Q_0 — sie wird für den Fall $U_S = 0$ übertragen — und der Informationsladung $Q_S = C_r U_S$ zusammen[2]):

$$Q_H = Q_0 + C_r U_S.$$

Während des Ladungstransports liegt die Taktspannung I_1 auf negativem Potential. Dadurch wird gewährleistet, daß T3 im Pentodenbereich betrieben wird und außerdem der Ausgabetransistor T5 sicher sperrt.

Im zweiten Arbeitstakt (I_1 High, I_2 Low) wird der Knoten a auf Masse gelegt, so daß sich die Spannung am Knoten b zu Beginn dieser Phase um den Wert $-(U_1 + U_S)$ ändert. Bei passend gewähltem Gatepotential U_{G4} öffnet der komplementäre Transistor T4, während T3 durch I_1 = High sicher gesperrt ist. Ähnlich wie beim ersten Umladevorgang wird der Ladungstransport durch die an C_r entstehende Gegenspannung unterbrochen. Für die an den invertierenden Ausgang A2 abgegebene Ladung gilt:

$$-Q_{A2}[n, 1/2] = Q_0 + C_r U_S[n, 0]^3).$$

Gleichzeitig mit I_1 = High wird im zweiten Arbeitstakt der Transistor T5 leitend. Durch entsprechende Wahl der Gatespannung U_{G5} von T5 wird wiederum garantiert, daß auch dieser Transistor im Pentodenbereich arbeitet. Vom Zwischenspeicher C_H wird solange Ladung an den nichtinvertierenden Ausgang A1 abgegeben, bis die Spannung im Knoten c das durch die Gatespannung U_{G5} bestimmte Nachladepotential erreicht hat. Für die hierbei transportierte Ladung, die gleichzeitig mit der Ladung Q_{A2} abgegeben wird, gilt:

$$Q_{A1}[n, 1/2] = Q_0 + C_r U_S[n, 0].$$

Der Ladungstransport im Ladungsverstärker ist hiermit abgeschlossen und wird erst in der nächsten Samplingperiode gegebenenfalls mit anderen Eingangssignalen wiederholt.

Da mit Ausnahme der parasitären Kapazitäten am Eingang und an den Ausgängen des Ladungsverstärkers alle übrigen parasitären Kapazitäten auf den gleichen Potentialen wie zu Beginn der Umladung liegen, ist ihr Einfluß auf die Größe der transportierten Ladung völlig eliminiert.

Wegen der niederohmigen Ansteuerung sind beim Aufbau komplexer Schaltungen mit diesem Ladungsverstärker Verstärker für die notwendige Impedanzwandlung erforderlich. Hierzu wurden dynamische Verstärker [3] bis [5] eingesetzt, die sich gut in die Schaltungsstruktur einordnen und als Eimerkettenstufe mit Rückführungskondensator aufgefaßt werden können.

Bild 3 zeigt einen getakteten Differenzintegrator mit niederohmigen Ladungsverstärkern und dynamischem Verstärker, der durch die eingerahmte Schaltung gebildet wird. Er ermöglicht die niederohmige Ansteuerung des angeschlossenen Ausgabeladungsverstärkers LV_i. Die Funktionsweise des Verstärkers innerhalb des Integrators kann wie folgt beschrieben werden:

Zu Beginn des Arbeitstaktes 1 (I_1 Low, I_2 High) wird der Knoten A über T8 auf Masse gelegt. T7 ist gesperrt. Die Spannungsänderung in A — $(U_1 + U_i[n-1, 1/2])$ wird über den Integrationskondensator C_i auf den Eingang des dynamischen Verstärkers übertragen. Die Eingangsspannung sinkt auf den Wert

$$U_B + U_{T6} - \frac{C_i}{C_i + C_p}(U_1 + U_i[n-1, 1/2]).$$

U_{T6} Schwellspannung des Verstärkertransistors T6

[1]) Wie aus der Beschreibung ersichtlich, werden die Ladungen eigentlich nicht verstärkt, sondern nur transportiert.

[2]) Rückwirkungsverluste können nötigenfalls durch Auslegung des Transistors T3 als Tetrode kleingehalten werden.

[3]) Eine physikalische Größe $F(t)$, die zum Zeitpunkt $t = (n + \varepsilon)\, T_S$ (T_S Dauer einer Abtastperiode, n ganze Zahl, $0 \leq \varepsilon < 1$) abgetastet wird oder als Abtastsignal vorliegt, wird im folgenden durch die Schreibweise $F[n, \varepsilon]$ dargestellt.

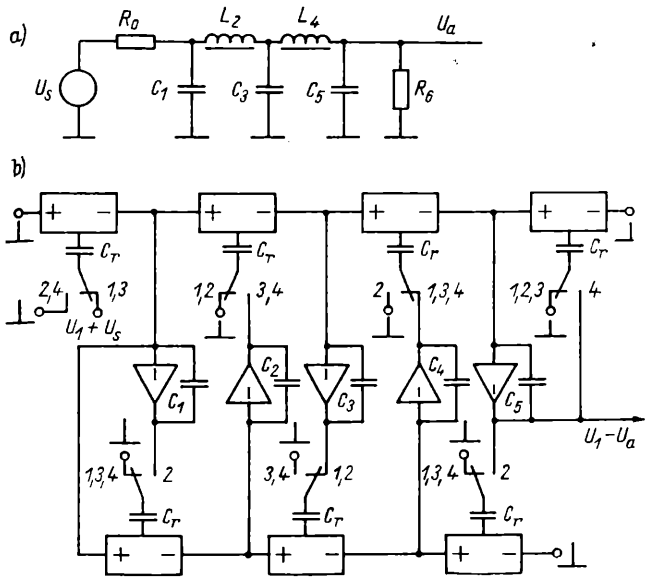


Bild 4. Tiefpaßfilter 5. Ordnung
a) *LC*-Filter mit Allpolcharakteristik
b) Prinzipschaltbild des realisierten Eimerkettenfilters (Die Ziffern an den Schalterkontakten bezeichnen die zugehörigen Schließphasen)

Folglich öffnet T6 und die Ladung auf C_p am Verstärkereingang ändert sich um

$$\Delta Q_{P1} = -\frac{C_i C_p}{C_i + C_p}(U_1 + U_i[n-1, 1/2]).$$

Mit dem Umschalten der Impulsspannungen im Arbeitstakt 2 (I_1 High, I_2 Low) beginnt die Umladung von C_i, indem durch den Strom über T6 und T7 das Potential in A ansteigt. Dabei ist der dynamische Verstärker als Millerintegrator geschaltet. Gleichzeitig findet die Ausgabe der Ladungspakete der Eingabebeladungsverstärker statt. Da sich die Ruheladungen kompensieren, ändert sich die Ladung auf C_p um

$$\Delta Q_{P2} = \frac{C_r C_p}{C_i + C_p}(U_{i+1}[n, 0] - U_{i-1}[n, 0]).$$

Die Umladung ist beendet, wenn die Eingangsspannung den Wert $U_B + U_{T6}$ annimmt und somit die Gate-Source-Spannung von T6 die Schwellspannung U_{T6} erreicht hat. Die hierfür erforderliche Spannung $U_1 + U_i[n, 1/2]$, die gleichzeitig den Eingabewert für den Referenzkondensator C_r des angeschlossenen Ausgabebeladungsverstärkers LV_i darstellt, läßt sich aus der Forderung berechnen, daß sich die durch die aufgetretene Spannungsänderung im Punkt A auf C_p influenzierte Ladung

$$\Delta Q_{P3} = \frac{C_i C_p}{C_i + C_p}(U_1 + U_i[n, 1/2])$$

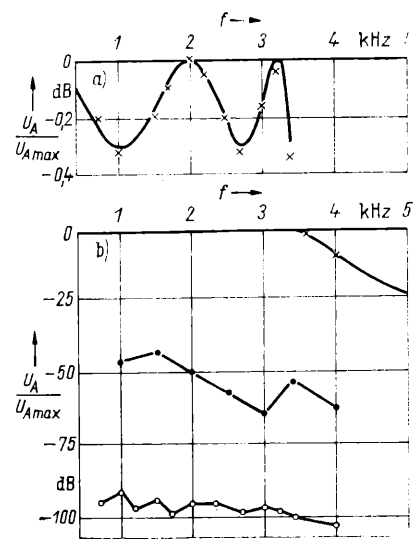


Bild 5
Meßergebnisse
a) Filtercharakteristik im Durchlaßbereich
b) Frequenzgang der Ausgangsspannung —— × ——, der Amplitude der ersten Oberwelle —— ● —— und des Filterrauschens —— o ——

die Ladungsänderung ΔQ_{p1} und die über die Ladungsverstärker herantransportierte Ladungsmenge ΔQ_{p2} auf C_p gerade kompensieren.
Es gilt:

$$\Delta Q_{P1} + \Delta Q_{P2} + \Delta Q_{P3} = 0 \quad (1)$$

$$-C_i U_i[n-1, 1/2] + C_r(U_{i+1}[n, 0] - U_{i-1}[n, 0]) + C_i U_i[n, 1/2] = 0. \quad (2)$$

Daher erhält man mit der z-Transformation für U_i die typische Übertragungsfunktion eines Differenzintegrators:

$$\tilde{U}_i(z) = \frac{C_r}{C_i}\frac{z^{-1/2}}{1 - z^{-1}}\{\tilde{U}_{i-1}(z) - \tilde{U}_{i+1}(z)\}. \quad (3)$$

Der Verstärkungsfaktor ist allein durch ein Kapazitätsverhältnis bestimmt, was für die technologische Realisierung von Vorteil ist. Rückwirkungsverluste[4]) sowie der Einfluß der parasitären Gate-Drain-Kapazität des Verstärkertransistors T6 können ohne weiteren schaltungstechnischen Aufwand klein gehalten werden, wenn durch passende Wahl der Arbeitspunkte T6 und T7 während der Transferphase des dynamischen Verstärkers als Kaskodestufe arbeiten.
Da sich am Ende des zweiten Arbeitstaktes am Eingang des dynamischen Verstärkers das nahezu konstante Potential $U_B + U_{T6}$ (≙ dem virtuellen Nullpunkt bei herkömmlichen invertierenden Operationsverstärkerschaltungen) einstellt, wird eine rückwirkungsfreie Ausgabe der Ladungspakete der Eingabebeladungsverstärker erzielt, gleichzeitig entfällt der Einfluß der parasitären Ausgangskapazitäten dieser Ladungsverstärker, die in C_p mit enthalten sind.
Bei dem in der Literatur beschriebenen Integrator mit dynamischem Verstärker [5] erfolgt die Eingabe nicht über Ladungsverstärker auf Eimerkettenbasis sondern durch Schalter-Kondensator-Netzwerke. Nach [5] ist daher für eine gute ein- und ausgangsseitige Aussteuerbarkeit eine hohe Schwellspannung ($U_T \approx U_B/2$) erforderlich. Vor allem treten jedoch Integrationsverluste auf, wenn am Ende des Verstärkungsvorganges durch Spannungsrückwirkung, unvollständige Umladung, endliche Verstärkung beim Einsatz dynamischer Operationsverstärker nach [4] die Eingangsspannung der dynamischen Verstärker nicht jedes Mal bis zum gleichen Schwellwert abgesenkt wird. In der vorliegenden Schaltung wird dieser Effekt durch die hochohmige Ladungseingabe über die Ladungsverstärker vermieden, die Schwellspannung hat auf die Aussteuerbarkeit nur geringen Einfluß.
Messungen an einem diskret aufgebauten Differenzintegrator (T3 = T5 = T6 = T7 = SMY 60, T1 = T2 = T8 = SMY 50, T4 = KP 350[5]), $C_r = C_i = 100$ pF) ergaben Güten $Q > 400$ und eine Aussteuerbarkeit von 6 V ($U_B = 10$ V, $I_1 = I_2 = 12$ V).

2. Realisierung von Tiefpaßfiltern in Abzweigstruktur

Der vorgestellte Integrator dient dem Entwurf von Filtern, die durch Nachbildung klassischer LC-Abzweigfilter vom Allpoltyp im Abtastbereich entstehen. Bild 4 zeigt ein Tiefpaßfilter 5. Ordnung. Der Einfachheit halber wurden im Bild 4 b) die invertierenden dynamischen Verstärker symbolisch eingezeichnet.

Das Filter besteht aus fünf getakteten Integratoren, wobei beim Schaltungsentwurf für den ein- und ausgangsseitigen Filterabschluß die in [10] vorgeschlagene Variante verwendet wurde. Ein verbessertes Antialiasing-Verhalten entsteht durch Doppelabtastung des Eingangssignals je Samplingperiode. In Tafel 1 ist der verwendete Koeffizientensatz für ein Čebyšev-Tiefpaßfilter mit einer Welligkeit von 0,3 dB und einer Grenzfrequenz von 3,4 kHz für eine Samplingfrequenz von 64 kHz angegeben. Die Referenzkapazitäten wurden zu $C_r = 100$ pF gewählt. Nicht eingezeichnet sind ein Sourcefolger zur hochohmigen Abnahme des Filterausgangssignals, als Impulstreiberstufen genutzte CMOS-Logikgatter sowie ein RC-Tiefpaß ($f_0 = 20$ kHz), der die in optimierten Filtern [6] benötigte Nullstelle bei $z = -1$ im

[4]) Rückwirkungsverluste entstehen hauptsächlich durch die Abhängigkeit der Schwellspannung der Transistoren von der Drain-Source-Spannung.

[5]) Bei Verwendung eines KP 350 ist wegen des nicht getrennt herausgeführten Substratanschlusses in der Sourceleitung von T4 (s. Bild 2b) eine entsprechend gepolte Diode einzufügen.

Tafel 1. Filterkoeffizienten

Koeffizient	berechnet nach [6]
C_0/C_r	1,000
C_1/C_r	4,957
C_2/C_r	3,922
C_3/C_r	6,958
C_4/C_r	3,922
C_5/C_r	4,957
C_6/C_r	1,000

Durchlaßbereich nachbildet, und ein Abtasthalteglied mit Sourcefolger zur niederohmigen Signaleingabe am Filtereingang. Messungen am Filter ergaben eine gute Übereinstimmung zwischen experimentell bestimmtem und berechnetem Frequenzgang. Der Klirrfaktor des Filters lag unter 1%. Der Signal-Rausch-Abstand war bei schmalbandiger Messung (Bandbreite etwa 150 Hz) größer als 93 dB (s. Bild 5). Die Leistungsaufnahme des Filters und der CMOS-Logikschaltkreise ist mit 13 mW sehr klein. Die Aussteuerbarkeit am Filterausgang beträgt ohne jegliche Dynamikoptimierung bei Steuerimpulsen von 12 V Amplitude etwa 3 V. Die Einstellung der Arbeitspunkte ist unkritisch. Die Durchlaßkurve des Filters bleibt bei künstlicher Vergrößerung parasitärer Kapazitäten praktisch unverändert.

3. Zusammenfassung

Es wurde ein Eimerkettenfilter beschrieben, bei dem neben niederohmigen Ladungsverstärkern auf Eimerkettenbasis dynamische Verstärker zum Einsatz kommen. Dadurch gelingt es, den Einfluß von parasitären Kapazitäten und von Schwellspannungsverschiebungen weitgehend zu eliminieren, während der geringe Leistungsbedarf und die einfache Schaltungsstruktur der Eimerkettenfilter erhalten bleiben.

Messungen an einem Funktionsmuster eines Tiefpaßfilters 5. Ordnung ergaben gute Übereinstimmungen von gemessenem und berechnetem Frequenzgang, einen geringen Klirrfaktor sowie gute Rauscheigenschaften. Die vorliegende Schaltungsstruktur ist für die Herstellung integrierter Abtastfilter gut geeignet.

Eingegangen am 5. April 1983 NaA 9083

Literatur

[1] *Brodersen, R. W., Gray, P. R.; Hodges, A. D.:* MOS Switched-Capacitor Filters. Proc. IEEE 67 (1979) 1, S. 61–75

[2] *Rienecker, W.:* Monolithisch integrierbare Filter in CTD-Technologie. Elektronik 29 (1980) 1, S. 41–46, 2, S. 61–68

[3] *Krummenacher, F.; Vittoz, E.; Degrauwe, M.:* Class AB CMOS amplifier for micropower SC filters. Electron. Lett. 17 (1981) 13, S. 433–435

[4] *Hosticka, B. J.:* Dynamic CMOS Amplifiers. IEEE J. Solid-State Circuits SC-15 (1980) 5, S. 887–894

[5] *Copeland, M. A.; Rabaey, J. M.:* Dynamic amplifier for MOS technology. Elektron. Lett. 15 (1979) 10, S. 301–302

[6] *Unger, H.:* Untersuchungen zur Realisierung analoger rekursiver Abtastfilter. Diss. B, Greifswald 1978

[7] *Unger, H.:* Zur Realisierung rekursiver Abtastfilter mit getakteten Integratoren. IET 8 (1978) 3, S. 227–252

[8] *Unger, H., Wardenga, W., Heiden, I.:* Zur Realisierung von Tiefpaßfiltern mit Cauer-Charakteristik durch Ladungstransferfilter in Abzweigstruktur. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 5, S. 204–207

[9] *Unger, H.; Wardenga, W.; Heiden, I.:* Zum Einfluß von Störeffekten auf den Frequenzgang von Eimerkettenfiltern in Abzweigstruktur. IET 13 (1983) 1, S. 35–48

[10] *Unger, H.; Wardenga, W.; Heiden, I.; Weichbrodt, A.:* Anordnung zum Abschluß von Eimerkettenfiltern in Abzweigstruktur. DD-WP H 03 H/ 242415 3

Dipl.-Phys. *Ingo Heiden;* Dr. sc. nat. *Horst Unger,* Ernst-Moritz-Arndt-Universität Greifswald, Sektion Physik/Elektronik, 2200 Greifswald

Adressierbare Kopplung mikroprozessorgesteuerter Geräte zu einem Verbundsystem mit zentraler Bedienung

Barbara Michaelis, G. Halt; KDT, Berlin

Mitteilung aus dem Institut für Nachrichtentechnik Berlin

Deskriptoren: Mikrorechentechnik, Mehrrechnerkopplung

Mit der Bereitstellung leistungsfähiger Mikroprozessoren werden immer mehr Geräte der Prüf-, Meß- und Automatisierungstechnik mit moderner Mikrorechentechnik ausgerüstet. Gleichzeitig ist auch die Ablösung bisher üblicher Bedien- und Anzeigeelemente, wie Drehschalter, Potentiometer, Anzeigeinstrumente usw., durch Tastatur, Bildschirm, Drucker, Fernschreiber usw. zu verzeichnen. Beim Betreiben mehrerer Geräte ist die zentrale Bedienung unumgänglich; denn die Größe der zur Anwendung kommenden Eingabe- und Ausgabegeräte verhindert die Konzentration an einem Arbeitsplatz, so daß die Bedingungen für einen Bediener unzumutbar werden. Hinzu kommen die unvertretbar hohen Kosten für eine Vielzahl von Geräten. Mit einer zentralen Bedienung wird auch die Leistungsfähigkeit gesteigert. Einmal wird die Bediengeschwindigkeit größer und zum anderen lassen sich die technischen Mittel neben der Informationsübertragung zwischen der Bedieneinrichtung und den Geräten auch zur direkten Informationsübertragung zwischen den Geräten verwenden.

1. Bedienbus

Ein Bussystem, das die gestellten Forderungen weitestgehend erfüllt, soll im folgenden beschrieben werden. Verwendung findet ein Bussystem aus 19 parallelen Leitungen und einer durch die Geräte geschleiften Leitung. Davon werden 6 Leitungen für den Adressenbus (binär codiert), 8 Leitungen für den Datenbus und die verbleibenden für den Steuerbus verwendet.

Jedes an das Bussystem angeschaltete Gerät muß 4 grundlegende Bedingungen einhalten:

- der nichtbelegte Bus kann von jedem Gerät belegt werden
- der belegte Bus darf von keinem anderen Gerät belegt werden
- der nicht benötigte Bus muß freigegeben werden
- der Empfang des Freigabesignals $\overline{\text{AUFL}}$ muß mit der Abmeldung vom Bus beantwortet werden.

Den jeweiligen Zustand des Bedienbusses spiegeln die Steuersignale wider. Im einzelnen haben die Steuersignale folgende Bedeutung:

$\overline{\text{AUFL}}$ — Auflösen
Das Signal zeigt an, daß eine mögliche Bedienbusbelegung bzw. eine Belegungsforderung anulliert werden muß (in der Regel wird $\overline{\text{RESET}}$ ausgelöst), TTL-Signal, low-aktiv

$\overline{\text{BBBV}}$ — Bedienbusbelegung vorwärts

$\overline{\text{BBBR}}$ — Bedienbusbelegung rückwärts
Die Signale oder ein Signal zeigt an, daß der Bedienbus belegt ist, die Signale können zur Busrichtungsumschaltung benutzt werden, TTL-Signale, low-aktiv, Quellen mit offenem Ausgang

$\overline{\text{BBSK}}$ — Bedienbussperre kommend

$\overline{\text{BBSG}}$ — Bedienbussperre gehend
Ein- und Ausgang der Prioritätsleitung, das Signal verhindert die gleichzeitige Belegung des Bedienbusses durch mehrere Geräte, Geräte niederer Priori-

tät werden vom Bus abgeschaltet, TTL-Signal, low-aktiv

$\overline{\text{BBAK}}$ — Bedienbus-aktuell
Das Signal zeigt an, daß die Adressen stabil und die Daten gültig sind, TTL-Signal, low-aktiv, inaktive Quellen sind hochohmig.

$\overline{\text{BBQT}}$ — Bedienbus-Quittung
Das Signal zeigt an, daß die Daten vom empfangenden Gerät übernommen wurden, TTL-Signal, low-aktiv, inaktive Quellen sind hochohmig.

Neben den hier aufgeführten Bedeutungen sind die im Bild 1 dargestellten Zeitabläufe und Grenzwerte zu beachten. Dargestellt ist der vollständige Auf- und Abbau einer Kopplung zwischen zwei Geräten. Zum Zeitpunkt t_0 erhebt ein Gerät eine Belegungsforderung, indem es die Signale $\overline{\text{BBBV}}$ und $\overline{\text{BBBR}}$ abfragt. Anschließend wird der Bus durch Aktivierung der Signale $\overline{\text{BBBV}}$, $\overline{\text{BBBR}}$ und $\overline{\text{BBSG}}$ belegt. Für andere Geräte ist damit der Bus belegt. Trotzdem ist es möglich, daß gleichzeitig mehrere Geräte die Belegung ausgeführt haben. Dieser Zustand wird durch die Prioritätsleitung und durch Schaltungsmaßnahmen unwirksam. Nur das Gerät mit der höchsten Priorität bleibt angeschaltet. Die Prozessoren der abgetrennten Geräte können die Abtrennung durch Abfragen des Signals $\overline{\text{BBSK}}$ erkennen. Der Abfragezeitpunkt ist mit t_1 gekennzeichnet.

2. Anschlußsteuerschaltung

Zur Ankopplung eines Mikrorechners, d. h. eines Gerätes an den Bedienbus, ist eine Koppelschaltung erforderlich. Neben der Hauptaufgabe, den Datenaustausch zu realisieren, erfüllt die Schaltung eine zweite Aufgabe. Sie besteht darin, über den Bedienbus, also datengesteuert, $\overline{\text{RESET}}$, $\overline{\text{NMI}}$ (unbedingte Programmunterbrechung) und $\overline{\text{INT}}$ (bedingte Programmunterbrechung) auszulösen.
Jeder Anschlußeinheit sind aus der Sicht des Bedienbusses zwei Adressen zugeordnet. Über eine Adresse erfolgt der Datenempfang und über die andere die genannte Steuerung. Die Steuerung ist durch die Adressierbarkeit selektiv. Das Signal $\overline{\text{AUFL}}$ löst direkt $\overline{\text{RESET}}$ aus. Der Aufbau der Schaltung soll an der im Bild 2 dargestellten Strukturschaltung beschrieben werden. Der Adreßdecoder decodiert aus dem Mikrorechner-Bussystem 4 Adressen. Diese werden sowohl für den Datensende- als auch für den Datenempfangsbetrieb genutzt. Über diese Adressen hat der Prozessor Zugriff zu den einzelnen Registern. Für die Organisation des Datenaustausches werden das Zustands- und das Steuerregister benötigt. Im Zustandsregister werden die Bedienbussteuersignale und daraus abgeleitete Signale abgebildet. Das sind $\overline{\text{BBBV}}$, $\overline{\text{BBBR}}$, $\overline{\text{BBSK}}$ und die Zustände „aktuelle Daten auf dem Bus" und „Datenempfang quittiert".
Über die Steuerregisteradresse werden die drei Befehle

— Einstellen des Grundzustandes (wie nach RESET)

— Belegen/Abmelden des Bedienbusses und

— INT-Freigabe/-Verbot

wirksam.
Bei freigegebenen INT kann über den Bedienbus eine Programmunterbrechung eingeleitet werden. Mit dem die Programmunterbrechung auslösenden Datenwort erfolgt die Übertragung eines INT-Vektors. Dieser Vektor ist jedoch auf 5 variable Bit eingeschränkt. Die anderen Bit lösen $\overline{\text{RESET}}$ oder $\overline{\text{NMI}}$ aus. Das niederwertige Bit wurde zur Auslösung der bedingten Programmunterbrechung verwendet. Mit dieser INT-Steuerung sind von außen 32 verschiedene Programme aufrufbar.
Zum Datenaustausch in Senderichtung muß eine Adresse in das Adreßregister eingeschrieben werden. Die zu übertragenden Daten werden in das Senderegister eingeschrieben. Auf den Bedienbus wird das Signal $\overline{\text{BBAK}}$ jedoch erst dann aktiv, wenn — aus Sicht des Prozessors — eine Ausgabe mit beliebigem Inhalt auf die 4. Adresse erfolgt ist. Damit kann die Übertragungsgeschwindigkeit verringert und die Leitungslänge vergrößert werden. Außerdem wird es möglich, für Prüfarbeiten einen durchgängigen Schrittbetrieb zu realisieren.
Der Datenempfang erfolgt über das Empfangsregister. In das Register eingeschriebene Daten lösen im Mikrorechner keinerlei Reaktionen aus. Der Prozessor kann nur dann erkennen, daß er Daten lesen soll, wenn er das Zustandsregister abfragt. Solche Abfrageprogramme lassen sich jedoch vor jeder Datenübertragung, wie bereits erwähnt, durch $\overline{\text{RESET}}$, $\overline{\text{NMI}}$ oder $\overline{\text{INT}}$ starten. Die Anschaltebedingungen an den Bedienbus erlauben nicht die gleichzeitige Belegung des Busses durch mehrere Geräte. Durch die den Registern nachgeschalteten Tore erfolgt in Verbindung mit der Belegungssteuerung die zwangsweise Abschaltung der Geräte mit niederer Priorität.

2.1. Bauelemente

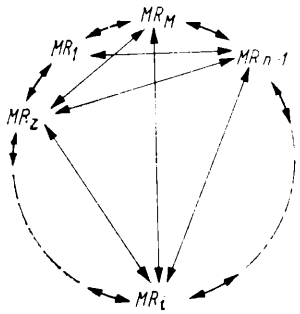
Die realisierte Schaltung weist keine speziellen Schaltkreise aus. Auf den für parallele Aus- und Eingaben vorgesehenen Schaltkreis U 855 wurde bewußt verzichtet, weil der Aufwand damit nicht reduziert werden kann. In verschiedenen Ausführungen wurden für die Register K 155 TM 8 mit nachgeschalteten K 155 LP 8 als Tore oder Schaltkreise der Serie 82 verwendet. Alle anderen Schaltungsteile lassen sich mit üblichen TTL-Schaltkreisen aufbauen.

3. Softwaregestaltung der Rechnerkopplung

3.1. Strategie des Datenaustausches

Das Verbundsystem besteht aus n Rechnern MR_i. Verzichtet man auf die Bildung eines Masterrechners MR_M, der ein Rechner des Verbundsystems ist, können keine Prioritäten vergeben werden und eine Ablaufplanung der Arbeit der Rechner untereinander ist kaum möglich. Zeitgesteuerte Abläufe sind nur bedingt korrekt ausführbar, vor allem wenn auch langsamere Peripherie benutzt wird.
Mit der Auswahl eines Bedienrechners MR_M (MR_M wirkt als Master, wobei die Masterfunktion auch weitergegeben werden könnte) sind Prioritäten beliebig programmierbar.
Die Steuerung durch den Bedienrechner kann hier nach zwei verschiedenen Prinzipien erfolgen:

1)



Der Bedienrechner MR_M erteilt Aufgaben an die MR_i und gibt danach den Bedienbus frei. Die Rechner MR_i können dann Informationen an den MR_M übermitteln oder untereinander Informationen austauschen.
Über den Bedienbus ist dann nicht ständig ein Zugriff auf das Rechnersystem gewährleistet, evtl. nur nach Beendigung der Arbeit der MR_i. Die Steuerung kann damit nicht korrekt zeitgesteuert erfolgen.

2)

Der Bedienrechner MR_M erteilt Aufgaben und fragt die Rechner MR_i. Damit ist ein korrekter zeitgesteuerter Ablauf gewährleistet.
Es kann günstig sein, wenn die MR_i ebenfalls den Bedienbus belegen können und an den MR_M Informationen übermitteln können, da dadurch auf ein ständiges Abfragen von seiten des MR_M verzichtet werden kann.

Realisierung der Datenübertragung

Rechner MR_1 soll Daten an MR_2 übermitteln.

1. Variante:

In MR_2 läuft ein Programm ab, das den Empfang von Daten ermöglicht.

Programmablauf in MR_1:

Adressregister mit Datenadresse von MR_2 laden

↓

→ Bedienbus belegt?
($\overline{BBBR}$ und $\overline{BBBV}$ auswerten durch Lesen vom Zustandsregister)

ja ↓ nein

Bedienbus belegen
($\overline{BBBV}$, $\overline{BBBR}$ und $\overline{BBSG}$ im Steuerregister aktivieren)

↓

→ Bedienbus gesperrt?
($\overline{BBSK}$ auswerten durch Lesen vom Zustandsregister)

ja ↓ nein

→ Daten auf das Datensenderegister ausgeben und Aktualitäts-Flipflop (AKFF) setzen
(beliebiges Byte in das Aktualitätsregister ausgeben)

↓

→ Daten quittiert?
($\overline{BBQT}$ des Zustandsregisters auswerten)

nein ↓ ja

Sollen weitere Daten gesendet werden?

ja ↓ nein

Trennung MR_1 vom Bedienbus
(entspr. Ausgabe in das Steuerregister)

↓

Ende

Programmablauf in MR_2:

→ Daten aktuell?
($\overline{BBAK}$ des Zustandsregisters abfragen)

nein ↓ ja

Lesen der Daten vom Datenempfangsregister
(und weiterverarbeiten, z. B. abspeichern)
neue Daten lesen?

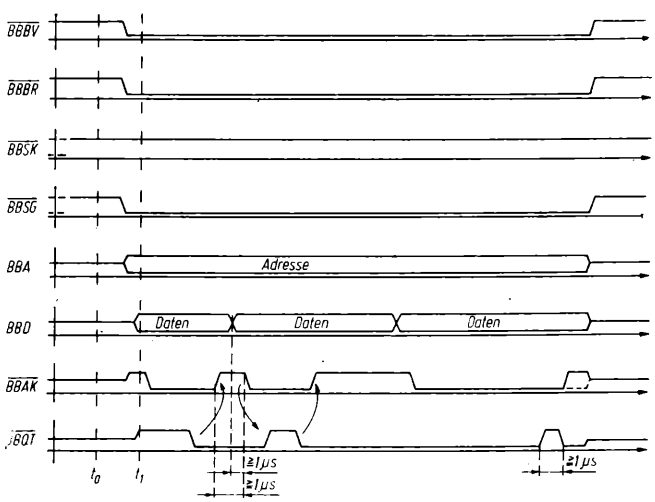
ja ↓ nein

Ende

2. Variante:

In MR_2 läuft ein beliebiges Programm ab. Das Programm zum Datenempfang wird erst gestartet.
MR_1 löst in MR_2 NMI, INT oder RESET aus. Damit ist der Start eines definierten Programms für den Empfang und die Verarbeitung der Daten möglich.

Bild 1. Zeitablauf einer Übertragung



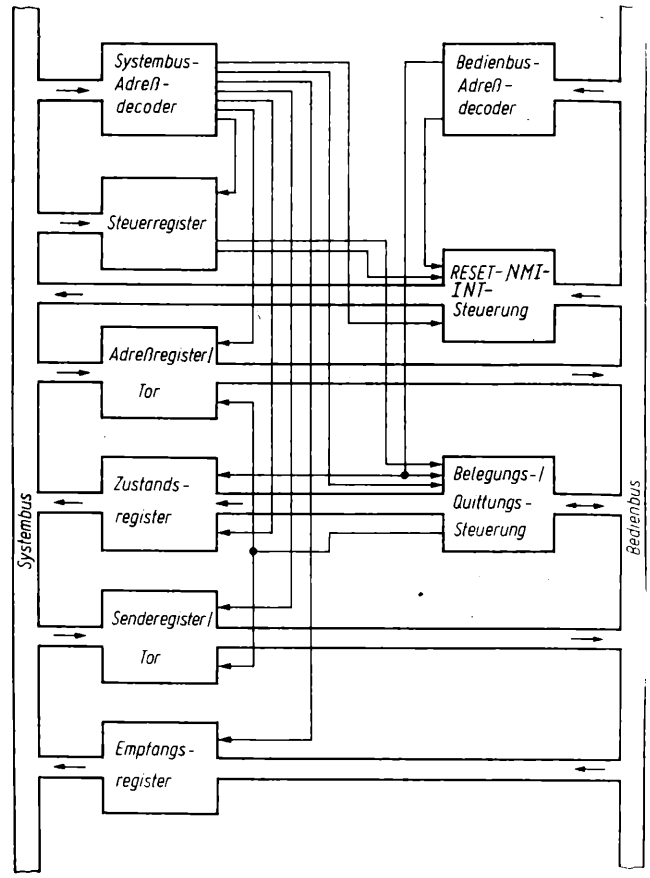


Bild 2. Blockschaltbild der Bedienbusanpassung

Programmablauf in MR_1:

Adressregister mit Steueradresse von MR_2 laden

↓

→ Bedienbus belegt?

ja ↓ nein

Bedienbus belegen

↓

→ Bedienbus gesperrt?

ja ↓ nein

entspr. Datenwort auf Datenregister ausgeben und AKFF setzen
(Die Bedienbusanpassung von MR_2 empfängt das entspr. Datenwort und führt NMI, INT oder RESET aus).

↓

Adressregister mit Datenadresse von MR_2 laden

↓

→ Daten ausgeben und AKFF setzen

↓

→ Daten quittiert?

nein ↓ ja

sollen weitere Daten gesendet werden,

ja ↓ nein

MR_1 wird vom Bedienbus getrennt

↓

Ende

Aspekte zum Blockaufbau der Datenübertragung $MR_1 \rightarrow MR_2$

Um die Daten richtig zu interpretieren, genügt bereits ein kleiner Vorblock, der von MR_1 ausgegeben wird.

Beispiel:

Inhalt	Länge	Bemerkungen
Konstant		
Typ der Datenübertragung	1 Byte	Typ 1 Daten senden
		Typ 2 Daten empfangen
		Typ 3 Programm starten
Wahlweise:		
Anfangsadresse in MR_2 für Typ 1	2 Byte	
Anfangsadresse in MR_1 für Typ 2	2 Byte	
Startadresse in MR_2 für Typ 3	2 Byte	
Adresse von MR_1 an MR_2 (nur für Typ 2 notwendig)	1 Byte	

Je nach Typ verzweigt sich das Grundprogramm für den Empfang in MR_2.

Für Typ 2 muß MR_1 sich vom Bus erst trennen und MR_2 den Bedienbus belegen und die Daten nach MR_1 senden (mit entsprechendem Vorblock).

Die Grundprogramme für Senden und Empfangen müssen in jedem Rechner vorhanden sein.

Eingegangen am 9. Dezember 1982 NaA 9026

Dipl. Math. *Barbara Michaelis*, Dr.-Ing. *Günter Halt* Institut für Nachrichtentechnik Berlin, 1160 Berlin, Edisonstr. 63

Quasidreidimensionale Simulation von I²L-Strukturen mit dem Programmsystem SOPHIA

R. Stenzel, H. Elschner, KDT, Dresden

Mitteilung aus der Technischen Universität Dresden, Sektion Informationstechnik

Deskriptoren: Mikroelektronik, Halbleiterelektronik, Simulationsmethode, numerische Verfahren, Bipolartransistor, I²L-Schaltungen, Dimensionierung, Schaltzeiten

Mit der Entwicklung leistungsfähiger Programmsysteme zur exakten numerischen Lösung des nichtlinearen partiellen Differentialgleichungssystems der inneren Halbleiterelektronik für örtlich ein- (1D), zwei- (2D) und dreidimensionale (3D) Fälle entstanden wichtige Hilfsmittel für die Entwicklung und Optimierung von Basistechnologien und Bauelementen. Durch Optimierung der verwendeten Lösungsalgorithmen sowie durch den Einsatz leistungsfähiger Großrechner können die 1D- und teilweise auch die 2D-Verfahren im Routineeinsatz genutzt werden. Gleichzeitig ist durch die Verkleinerung der realisierten Strukturen sowie die Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit und die damit verbundene erhebliche Steigerung der Technologiekosten und der meßtechnischen Probleme in zunehmendem Maße der Routineeinsatz örtlich mehrdimensionaler Analyseverfahren erforderlich [1].

Da der Aufwand an Rechenzeit und Speicherplatzbedarf von 1D- über 2D- zu 3D-Methoden um Größenordnungen steigt, erlangen quasimehrdimensionale Berechnungsverfahren auf der Grundlage effektiv arbeitender 1D- und/oder 2D-Programmsysteme große Bedeutung.

Quasizweidimensionale (Q2D) bzw. quasidreidimensionale (Q3D) Berechnungsmethoden zeichnen sich dadurch aus, daß sie im Aufwand und in der Aussagekraft zwischen 1D- und 2D- bzw. 2D- und 3D-Lösungen liegen. Durch effektive Lösungsalgorithmen wird erreicht, daß sie im Routineeinsatz im Rahmen des Bauelementeentwurfs und der -optimierung einsetzbar sind. Durch Vergleich der Ergebnisse von Q2D- und 2D-Berechnungen bzw. Q3D- und 3D-Berechnungen sowie durch Vergleich mit Meßwerten können die innerhalb der quasimehrdimensionalen Verfahren verwendeten Modelle verbessert und somit sehr genaue Ergebnisse erzielt werden.

Die Zielstellung der Arbeit besteht darin, neben der Vorstellung des Programmsystems SOPHIA vor allem dessen Berechnungsmöglichkeiten an Hand von Beispielen zu erläutern sowie die Leistungsfähigkeit moderner I²L-Strukturen darzustellen. Außerdem werden mögliche Vorgehensweisen und Ergebnisse der Skalierung von I²L-Strukturen dargestellt.

1. Programmsystem SOPHIA

Das Programmsystem SOPHIA ist ein Q3D-Berechnungsverfahren für I²L-Gatter einschließlich Injektor ausgehend von den Struktur- und Prozeßparametern. Es verknüpft die Ergebnisse der Programmsysteme zur exakten numerischen Lösung des nichtlinearen partiellen Differentialgleichungssystems der inneren Elektronik für den örtlich eindimensionalen (TRANAL [2]) und zweidimensionalen (ZANAL [3]) Fall. Dabei wird der volle Modellumfang, wie in [2] bzw. [3] beschrieben, berücksichtigt. Somit werden die relevanten Effekte zur Beschreibung einer Halbleiterstruktur in allen Injektionsbereichen einbezogen. Für die Q3D-Berechnung erfolgt eine Diskretisierung der I²L-Struktur in 1D- und 2D-Elemente und deren Verkopplung mit Basisbahnwiderständen. Außerdem werden Beziehungen zur effektiven Emitterfläche, wie in [4] hergeleitet, berücksichtigt. Die Modellstruktur ist so aufgebaut, daß die Q3D-Berechnung mit einem sukzessiven Iterationsalgorithmus möglich ist. Dieses rechenzeitgünstige und speicherplatzsparende Verfahren wurde gewählt, um I²L-Strukturen mit beliebiger Kollektorzahl genügend fein diskretisieren zu können, um somit auch für den Hochinjektionsbereich noch ausreichend genaue Ergebnisse zu erhalten.

Folgende Berechnungsverfahren sind möglich:

— Statische Analyse: Für vorgegebene Injektorspannungen werden der Injektorstrom, die Basis-Emitter-Spannungsverteilung sowie für jeden Kollektor die Stromaufnahmefähigkeit und die effektive Stromverstärkung berechnet.

— Dynamische Analyse: Bestimmung der Gatterverzögerungszeit unter Berücksichtigung angeschlossener Gatter und Lasten.

— Synthese der Horizontalgeometrie: Durch analytische Näherungen verbunden mit gezielter wiederholter Analyse kann eine Synthese der Horizontalgeometrie einer vorgegebenen Struktur so erfolgen, daß eine geforderte minimale effektive Stromverstärkung aller Kollektoren erreicht wird.

— Netzwerkmodellparameter: Für den direkten Übergang zur Netzwerkanalyse werden für zwei Netzwerkmodelle unterschiedlichen Aufwands und damit unterschiedlicher Genauigkeit die Modellparameter berechnet.

Zur schnellen Groboptimierung bzw. für eine Tendenzermittlung können die numerischen 1D- und 2D-Analyseverfahren durch einfache bekannte analytische Näherungen ersetzt werden. Die Q3D-Berechnung bei einer bestimmten Temperatur kann dadurch erfolgen, daß die vorausgehenden 1D- und 2D-Analysen bei dieser Temperatur durchgeführt werden und somit dieser Temperatur entsprechende Kennlinienwerte bzw. Schichtwiderstände in die Q3D-Analyse einfließen. Darüber hinaus können unter Verwendung von bekannten analytischen Näherungen 1D- und 2D-Lösungen einer bestimmten Bezugstemperatur auf die konkret gewünschte Temperatur umgerechnet werden.

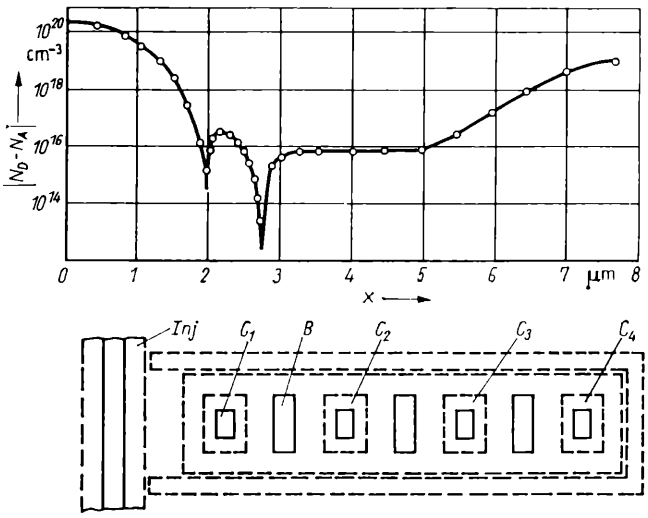


Bild 1. Dotierungsprofil und Layout der Teststruktur

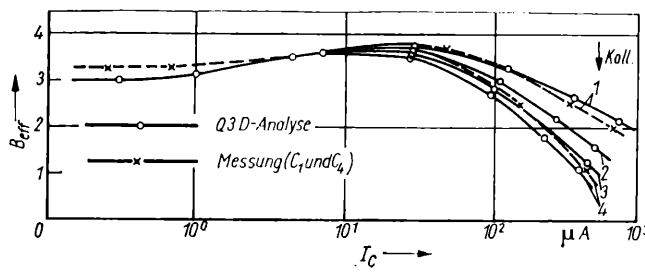


Bild 2. Effektive Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

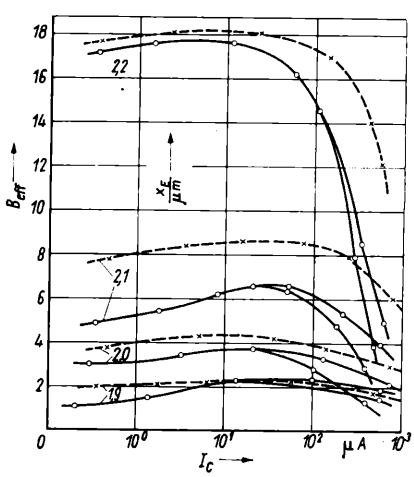


Bild 3
Effektive Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom bei Variation der Emittereindringtiefe; – o – numerische 1 D- u. 2 D-Lösung (C_1 u. C_4); – – × – – analytische 1 D- u. 2 D-Lösung (C_1)

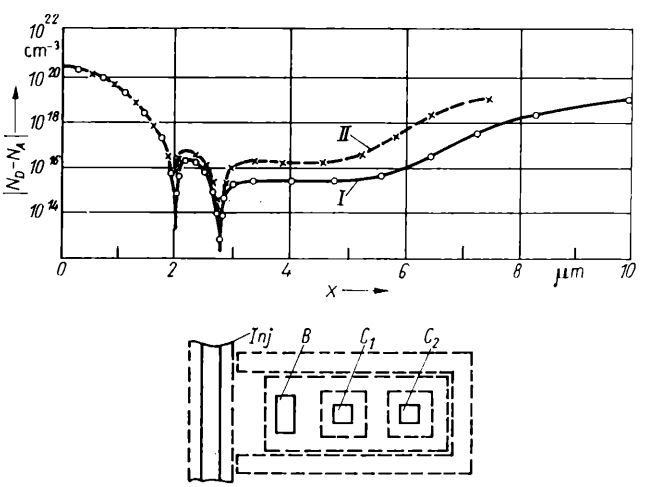
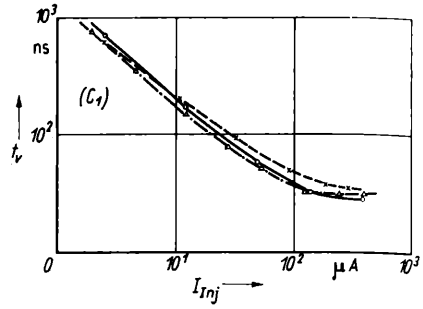


Bild 5
Dotierungsprofil und Layout ▼

Bild 4 ▶
Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit vom Injektorstrom; – o – numerische 1 D- u. 2 D-Lösung; – – × – – analyt. 1 D- u. 2 D-Lösung; – · – △ – · – Messung



2. Berechnung und Optimierung konventioneller und neuartiger I²L-Strukturen

2.1. Testfeldstruktur

Das Dotierungsprofil der Testfeldstruktur sowie das Layout des analysierten Gatters sind im Bild 1 dargestellt.

Als Ergebnis der statischen Analyse zeigt Bild 2 die effektive Stromverstärkung B_{eff}. Man erkennt deutlich den typischen Abfall von B_{eff} bei wachsendem Kollektorstrom bzw. größerer Entfernung vom Injektor. Die relativ geringen Abweichungen von den gemessenen Werten sind in herstellungsbedingten Toleranzen von den angenommenen technologischen Daten sowie in den Näherungen der Modellansätze der verwendeten Programme begründet. Eine Vergrößerung der Emittereindringtiefe x_E und damit eine Verringerung der Basisweite bewirkt eine Erhöhung der effektiven Stromverstärkung, wie im Bild 3 zu sehen ist. Im gleichen Bild sind die Ergebnisse der Q3D-Analyse unter Verwendung analytischer Näherungen dargestellt. Bild 4 zeigt als Ergebnis der dynamischen Analyse die Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit vom Injektorstrom.

2.2. Struktur mit verschiedenen Epitaxieparametern

Zur Ermittlung des Einflusses der Epitaxieparameter auf das statische und dynamische Verhalten dient die Untersuchung zweier Strukturen (I und II), deren Dotierungsprofil und Layout im Bild 5 dargestellt sind. Die effektive Stromverstärkung sowie die Gatterverzögerungszeit beider Strukturen sind aus den Bildern 6 bzw. 7 ersichtlich. Für die Struktur II wurde die Wirkung verschiedener Schutzringdiffusionen, die die Aufgabe haben, laterale Basisstromanteile in das Epitaxiegebiet bzw. zum benachbarten Gatter zu vermeiden, untersucht. Bild 8 zeigt den resultierenden Verlauf der effektiven Stromverstärkung für die untersuchten Fälle.

Aus einem vorgegebenen 5-Kollektor-Gatter mit Minimalabmessungen wurde mit dem Synthesealgorithmus eine Horizontalgeometrie erzeugt, für die bei einer Injektorspannung von $U_{Inj} \leqq 750$ mV alle Kollektoren die Forderungen $B_{eff} \geqq 2{,}5$ erfüllen. Das Ausgangs- und das synthetisierte Layout sind im Bild 9 dargestellt.

2.3. Struktur mit 2,5-µm-Strichbreite

Bild 10 gibt Aufschluß über die analysierte Struktur, deren prinzipieller Aufbau von *Tang* und anderen [5] zuerst angegeben wurde.

Das Basisgebiet ist ionenimplantiert, wobei das inaktive Gebiet höher dotiert ist. Die Kollektoren werden aus n⁺-Polysilizium diffundiert, das gleichzeitig als Leitbahnebene für die Verdrahtung der einzelnen Gatter fungiert. Die Struktur ist oxidisoliert. Dabei wird das inaktive Basisgebiet seitlich der Kollektoren eliminiert. Die Basisversorgung der einzelnen npn-Transistoren übernimmt eine Aluminiummetallisierung längs des Gatters, wobei die Basiskontakte zwischen den Kollektoren selbstpositionierend sind. Bild 11 zeigt das dazugehörige Layout einer 3-Kollektor-Struktur. Im Bild 12 ist das Layout eines 5-Kollektor-Gatters herkömmlicher Strukturierung (Basisstromversorgung durch inaktives Basisgebiet) und im Bild 13 das Dotierungsprofil dargestellt.

Die angegebene Struktur hat gegenüber herkömmlichen Strukturen u. a. folgende Vorteile:

— Reduzierung der inaktiven Basisfläche des npn-Transistors durch Wegfall der seitlichen Gebiete, somit Verminderung der parasitären Basisstrom- sowie Kapazitätsanteile dieser Gebiete

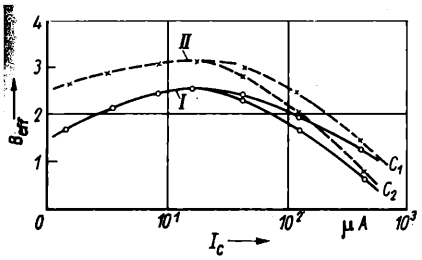


Bild 6. Effektive Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom

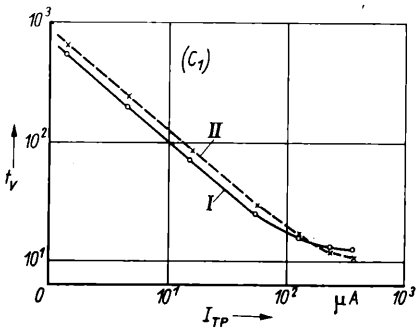


Bild 7. Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit vom lateralen Transferstrom

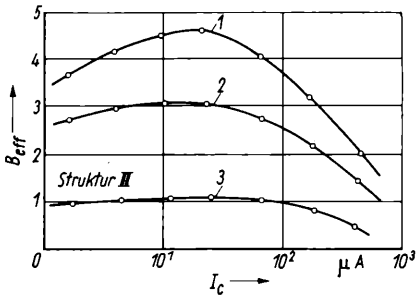


Bild 8. Effektive Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom bei verschiedenen Schutzringdiffusionen
1 n^+-Schachtdiffusion
$N_{OS} = 3 \cdot 10^{20}/cm^3$; $X_S = 6{,}2\ \mu m$
2 n^+-Emitterdiffusion
$N_{OE} = 3 \cdot 10^{20}/cm^3$; $x_E = 2{,}0\ \mu m$; 3 ohne

Bild 9. Layout eines 5-Kollektor-Normgatters sowie eines synthetisierten Gatters (Kollektoren ohne Kontaktfenster gezeichnet)
$U_{Inj} \leqslant 750$ mV; $B_{eff} \geqq 2{,}5$ ▼

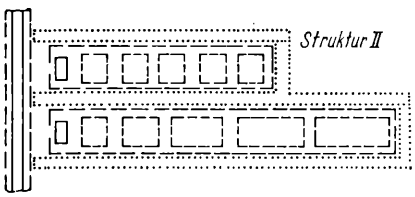
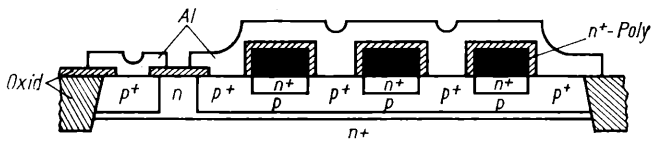


Bild 10 ▶
Prinzipieller Strukturaufbau



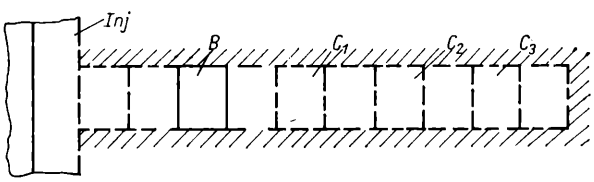


Bild 11. Layout des 3-Kollektor-Gatters

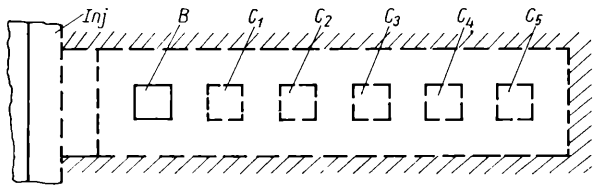


Bild 12. Layout des 5-Kollektor-Gatters

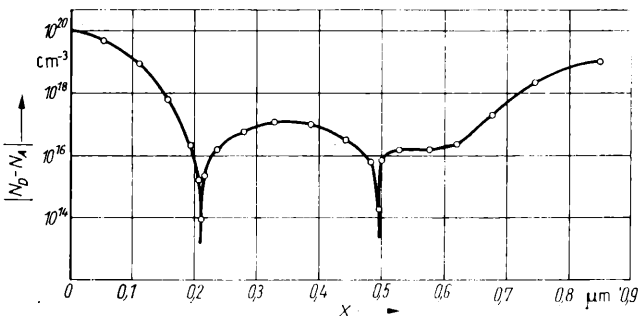


Bild 13. Dotierungsprofil des npn-Transistors

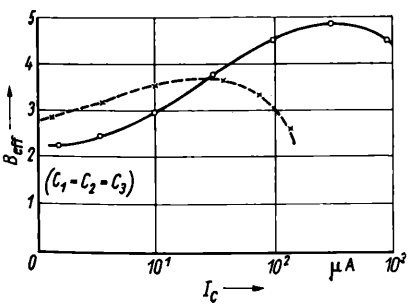


Bild 14
Effektive Stromverstärkung des 3-Kollektor-Gatters nach Bild 11
— — × — — analytische 1 D- und 2 D-Lösung

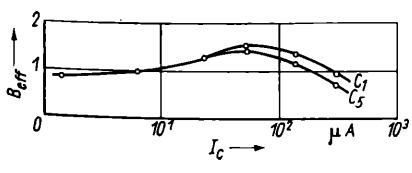


Bild 15
Effektive Stromverstärkung des 5-Kollektor-Gatters nach Bild 12

— Verminderung des Flächenbedarfs je Gatter
— 2 Verdrahtungsebenen
— Verbindung aller Basisgebiete des npn-Transistors durch Aluminium, somit Unabhängigkeit der statischen und dynamischen Parameter der Einzelkollektoren von deren Entfernung vom Injektor bzw. Realisierbarkeit beliebiger Abstände der Kollektoren vom Injektor.

Die effektive Stromverstärkung der 3-Kollektor-Struktur nach Bild 11 ist im Bild 14 dargestellt. Zusätzlich wurden die mit Hilfe der analytischen Näherungen für die 1 D- und 2 D-Lösung berechneten Werte eingetragen. Bild 15 zeigt die effektive Stromverstärkung für die 5-Kollektor-Struktur nach Bild 12. Hauptsächlich durch die Vergrößerung des inaktiven Basisgebietes tritt eine Reduzierung von B_{eff} auf.
Die Ergebnisse der dynamischen Analyse sind im Bild 16 dargestellt. Die ermittelten Gatterverzögerungszeiten stimmen gut mit den Meßwerten aus [5] überein.

2.4. Struktur mit 1-μm-Strichbreite

Ausgehend von der Struktur nach Abschn. 2.3., deren prinzipieller Aufbau beibehalten wurden, erfolgte eine Verkleinerung der horizontalen und vertikalen Abmessungen. Das resultierende Dotierungsprofil sowie das Layout sind im Bild 17 dargestellt. Bild 18 zeigt die effektive Stromverstärkung des 3-Kollektor-Gatters mit 2 Leitbahnebenen. Die Gatterverzögerungszeiten dieser Struktur sowie zum Vergleich die der 5-Kollektor-Struktur herkömmlicher Ausführung sind im Bild 19 dargestellt. Die erreichbare minimale Gatterverzögerungszeit der 3-Kollektor-Struktur liegt bei etwa 0,35 ns. Die minimale Gatterverzögerungszeit der 5-Kollektor-Struktur von etwa 1,2 ns entspricht den in [6] experimentell gewonnenen Werten für eine Struktur der gleichen Größenordnung.

3. Skalierung von I²L-Strukturen

Der Entwurf einer Struktur mit verringerten Abmessungen erfolgt vielfach durch die Methode der Skalierung, d.h., eine optimierte Struktur wird durch Reduzierung ihrer Abmessungen in

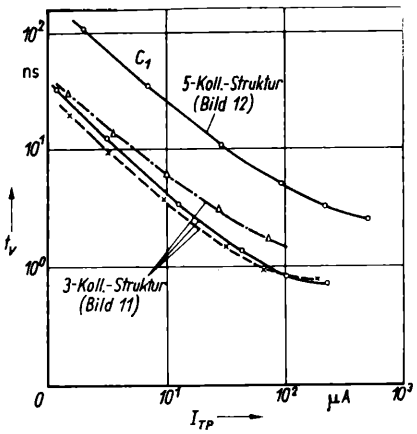


Bild 16. Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit vom lateralen Transferstrom;
— o — Q3D-Analyse; — — × — — Messung [5],
— · △ · · analytische 1 D- und 2 D-Lösung

Bild 18. Effektive Stromverstärkung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom ▶

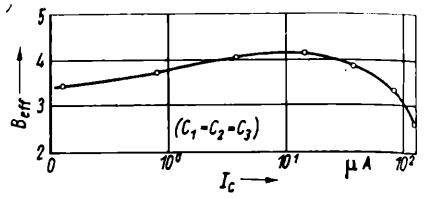
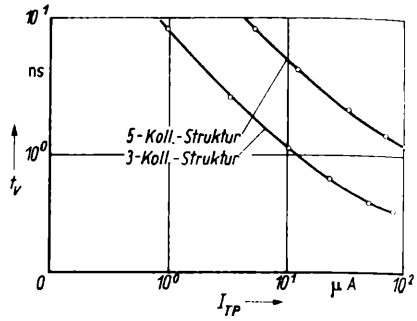


Bild 19. Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit vom lateralen Transferstrom ▶



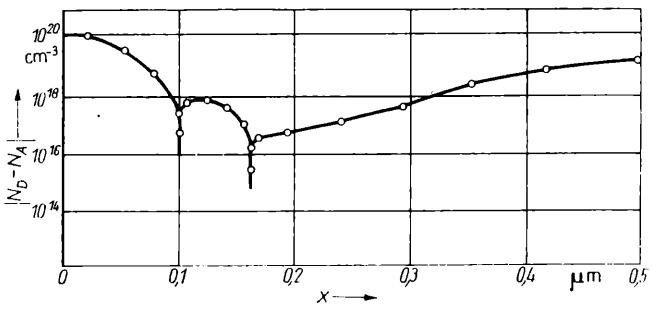


Bild 17
Dotierungsprofil und Layout der Struktur mit 1µm-Strichbreite
◀

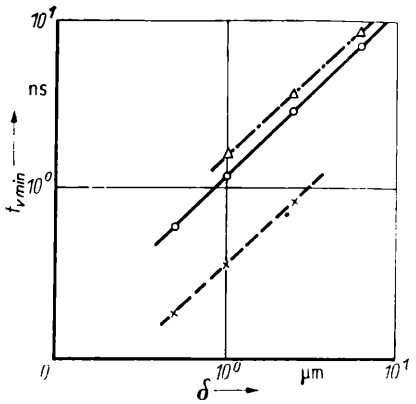
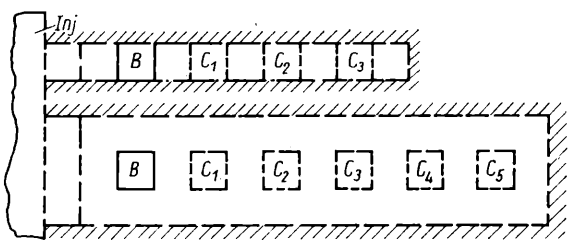


Bild 20
Minimale Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit von der Strichbreite
— o — 5-Kollektor-Struktur;
— — × — — 3-Kollektor-Struktur (2 Leitbahnebenen);
— · — △ — · — Literatur [7]



x-, y- und z-Richtung mit Skalierungsfaktoren verkleinert [7] bis [10]. Die einfachste Vorgehensweise ist die gleichmäßige Reduzierung aller Längen mit dem gleichen Skalierungsfaktor. Diese Art ist nur bei größeren Strichbreiten ($\delta > 1\,\mu m$) anwendbar und für das Erreichen optimaler Strukturen unzweckmäßig, da z. B. bei gleichmäßiger Verringerung der Basisweiten ($w_{B\,pnp}$, $w_{B\,npn}$) die Gefahr des Durchgriffes gegeben ist sowie durch die im allgemeinen nichtlinearen Zusammenhänge zwischen Strukturgrößen und elektrischen Parametern eine Verschlechterung der elektrischen Eigenschaften eintreten kann.

Ein besseres Verfahren ist die getrennte Skalierung der Vertikal- und Horizontalgeometrie und somit die separate Einstellung bestimmter kritischer Größen (pnp-Basisweite, Dotierungsprofil des npn-Transistors, inaktives Basisgebiet, Kollektorfläche). Bei weiterer Reduzierung der Abmessungen unter Strichbreiten $\delta < 1\,\mu m$ bis zu den Grenzen der Minimierung, die durch fundamentale physikalische Gesetze, Werkstoffparameter, technologische Verfahren sowie funktionelle Grenzen bedingt sind, erlangen eine Anzahl von nichtlinearen Effekten wie Sperrschichtdurchbruch und -durchgriff, Bandbreitenverringerung, AUGER-Rekombination und Dotierungsschwankungen eine immer stärker werdende Bedeutung. Dadurch sind Skalierungsvorschriften durch Vorgabe bestimmter Skalierungsfaktoren nicht mehr anwendbar. In [7] wird eine Vorgehensweise für den Entwurf von derartigen Mikro- und Submikrostrukturen angegeben:

1. Entwurf (Vorgabe) einer Struktur mit Minimalgeometrie
2. Berechnung der erreichbaren statischen und dynamischen Eigenschaften aus den Struktur- und Prozeßparametern
3. Variation des Entwurfs zur Sicherung der Funktion und zur Erreichung des besten Betriebsverhaltens.

Für diesen Algorithmus wird zweckmäßigerweise das vorgestellte Q3D-Programmsystem benutzt. Die Minimalgeometrie kann bei vorgegebener minimaler Strichbreite durch einfache Skalierung aller Längen einer optimierten Struktur unter Beachtung von Grenz- und ggf. Erfahrungswerten angegeben werden. Zur Groboptimierung wird die Q3D-Analyse mit analytischen Näherungen für die 1 D- und 2 D-Lösung eingesetzt.

Danach erfolgt die Q3D-Berechnung mit exakter 1 D- und 2 D-Analyse bei gezielter Variation der Strukturgrößen bis zur Erreichung der gewünschten statischen und dynamischen Parameter.

Ausgehend von der Struktur nach Abschn. 3.3 wurden Strukturen mit 1-µm- und 0,5-µm-Strichbreite durch Anwendung des vorgestellten Skalierungsalgorithmus ermittelt.

Bild 20 zeigt die minimale Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit von der Strichbreite jeweils für die 5-Kollektor-Struktur

Bild 21. Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit von der Strichbreite
— o — 5-Kollektor-Struktur;
— — × — — 3-Kollektor-Struktur

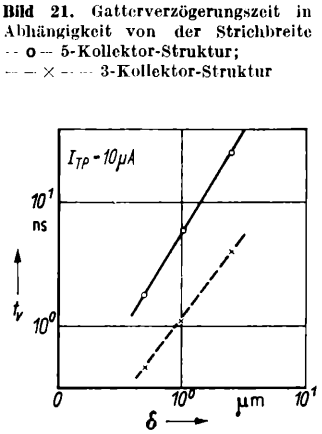
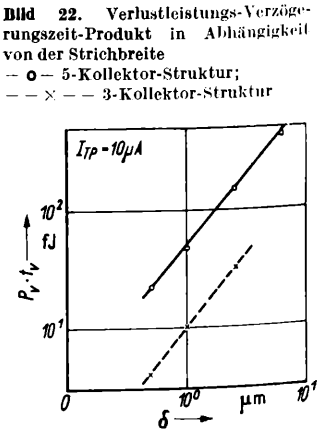


Bild 22. Verlustleistungs-Verzögerungszeit-Produkt in Abhängigkeit von der Strichbreite
— o — 5-Kollektor-Struktur;
— — × — — 3-Kollektor-Struktur



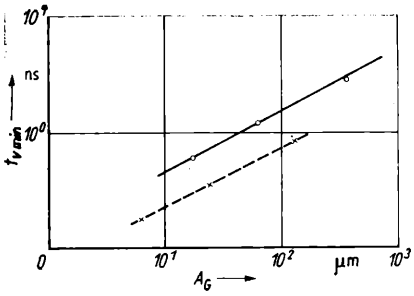


Bild 23
Minimale Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit von der Gatterfläche
– o – 5-Kollektor-Struktur
– – × – – 3-Kollektor-Struktur

und für die 3-Kollektor-Struktur mit 2 Leitbahnebenen und reduziertem inaktivem Basisgebiet. Zum Vergleich wurde ein Verlauf aus [7] eingetragen. Im Bild 21 sind die Gatterverzögerungszeiten beider Strukturen bei einem lateralen Transferstrom von 10 µA dargestellt.
Bild 22 zeigt das Verlustleistungs-Verzögerungszeit-Produkt als Funktion der Strichbreite und in Bild 23 ist die minimale Gatterverzögerungszeit in Abhängigkeit von der Gatterfläche dargestellt.

4. Zusammenfassung

Zur Berechnung sehr kleiner bzw. komplexer Halbleiterstrukturen sind örtlich mehrdimensionale bzw. quasimehrdimensionale Analyseverfahren notwendig. Daher bildet eine Kurzbeschreibung des Programmsystems SOPHIA zur quasidreidimensionalen Analyse von I²L-Strukturen den Ausgangspunkt dieser Arbeit. Daran anschließend werden Ergebnisse der Berechnung konventioneller und neuartiger I²L-Strukturen vorgestellt. Da der Entwurf einer Struktur mit verringerten Abmessungen häufig durch Skalierung erfolgt, werden einige Methode dieses Verfahrens diskutiert sowie erreichbare Werte angegeben, die mit Hilfe der Q3D-Analyse berechnet wurden.

Eingegangen am 15. Dezember 1982 NaA 9025

Literatur

[1] *Benke, L.; Elschner, H.; Stenzel, R.:* Quasizwei- und quasidreidimensionale Computersimulation von I²L- und anderen Bipolarstrukturen. Wiss. Konferenz Informationstechnik, TU Dresden (1981), Vortragsgruppe B, S. 42 bis 46
[2] *Bitz, S.; Elschner, H.:* Innerelektronische Analyse bipolarer Halbleiterelemente mit dem Programmsystem TRANAL. Wiss. Z. TU Dresden 30 (1981) 1, S. 55 – 60
[3] *Spallek, R.; Elschner, H.:* Simulation von Halbleiterbauelementen mit dem Programmsystem ZANAL. Nachrichtentech., Elektron. 32 (1982) 1, S. 25 – 30
[4] *Benke, L.; Elschner, H.; Stenzel, R.:* Zur Berechnung und Anwendung der effektiven Emitterflächen von Bipolartransistoren. Z. elektr. Inform.- u. Energietechnik, Leipzig 12 (1982) 1, S. 1 – 13
[5] *Tang, D.; Wing, T.; Isaac, R., Feth, G., Wiedmann, S.-Yu. H.:* Subnanosecond Self-Aligned I²L-MTL Circuits. IEEE J. SC. 15 (1980) 4. S. 444 – 449
[6] *Vora, M., Rust, W., Radigan, S., Radigan, K.:* 1,25 Micron Injection Logic Technology. IEDM Techn. Digest (1981) 4, S. 524 – 527
[7] *Evans, S.;* Scaling, I²L for VLSI. IEEE J. SC, 14 (1979) 2, S. 318 – 327
[8] *Evans, S.; Bartelt, J.; Sloan, B.; Varnell, G.:* Fabrication of Integrated Injection Logic with Electron-Beam Lithography and Ion Implantation. IEEE Trans. ED 25 (1978) 4, S. 402 – 407
[9] *Klaassen, F.:* Design and Performance of Micron-Size Devices. Solid-State Electronics 21 (1978) 5, S. 565 – 571
[10] *Hart, P.; Van'T., Hof, T.; Klaassen, F.:* Device Down Scaling and Expected Circuits Performance. IEEE Trans. ED 26 (1979) 4, S. 421 – 429

Dr.-Ing. *Roland Stenzel*, Prof. Dr. sc. techn. *Horst Elschner*, Technische Universität Dresden, Sektion Informationstechnik, 8027 Dresden, Mommsenstr. 12

Frequenzabhängigkeit der komplexen Anfangspermeabilität von Permalloy-Bändern

G. Dietzmann; M. Schaefer, Leipzig

Mitteilung aus der Karl-Marx-Universität Leipzig, Sektion Physik

Deskriptoren: Weichmagnetische Bleche, Bandringkerne, komplexe Permeabilität, Skineffekt, Wirbelstromanomalie, Permalloy

1. Problemstellung

Das Verhalten eines magnetischen Bleches in einem äußeren sinusförmigen Wechselfeld

$$H(t) = \hat{H}\, e^{j\omega t}$$

kann durch die Frequenz- und Feldstärkeabhängigkeit der komplexen Amplitude $\hat{\Phi}_\omega$ der Grundwelle

$$\Phi_\omega(t) = \hat{\Phi}_\omega\, e^{j\omega t} \tag{1}$$

(sowie die der Oberwellen) des magnetischen Flusses beschrieben werden. Der Quotient

$$\frac{\hat{\Phi}_\omega}{A\hat{H}} \equiv \bar{\mu}(\omega, \hat{H}), \tag{2}$$

wobei A den Blechquerschnitt bezeichnet, definiert die komplexe (Grundwellen)-Permeabilität $\bar{\mu}(\omega, \hat{H}) = \mu' - j\mu''$ des Bleches. Durch Extrapolation von $\bar{\mu}(\omega, \hat{H})$ auf $\hat{H} = 0$ erhält man die „komplexe Anfangspermeabilität"

$$\bar{\mu}(\omega) = \lim_{\hat{H}\to 0} \bar{\mu}(\omega, \hat{H}), \tag{3}$$

bei der der Einfluß der Hysterese auf das Magnetisierungsverhalten eliminiert ist.

In der vorliegenden Arbeit werden gemessene Ortskurven der komplexen Anfangspermeabilität von Permalloy-Blechen mit Blechdicken von 0,05 bis 0,35 mm wiedergegeben und theoretisch beschrieben.
Unter der Voraussetzung, daß das Blech phänomenologisch als Kontinuum mit ortsunabhängiger, reeller Anfangspermeabilität μ_a und ortsunabhängiger, reeller elektrischer Leitfähigkeit σ betrachtet werden kann, liefert die Wirbelstromtheorie der Elektrodynamik für die Ortskurve der komplexen Anfangspermeabilität eines Bleches der Dicke d

$$\bar{\mu}(\omega) = \mu_a \frac{\tan\sqrt{-j\,2\,\Omega}}{\sqrt{-j\,2\,\Omega}}. \tag{4}$$

Dabei ist $\Omega = \omega/\omega_W$ die auf die Wolmansche Wirbelstromfrequenz

$$\omega_W = \frac{2}{\mu_a\,\sigma\,(d/2)^2} \tag{5}$$

normierte Frequenz [1] [2].
Gemessene Ortskurven der komplexen Anfangspermeabilität von Blechen zeigen mehr oder weniger starke Abweichungen von der durch Gl. (4) gegebenen klassischen Wirbelstromortskurve, die in den Bildern 2 und 3 als innerste Kurve sowie im Bild 4 a) bis d) als gestrichelte Kurve eingezeichnet ist. Bei den meisten Blechen mit Dicken $\gtrapprox$ 0,05 mm werden Ortskurven gefunden, die in der komplexen Ebene mehr oder weniger weit außerhalb der klassischen Kurve liegen. Im Anfangsteil der Ortskurve ($\omega \ll \omega_W$) sollte nach Gl. (4) die Verlustkomponente μ'' nach

$$\mu'' = \mu_a \cdot \frac{2}{3}\,\frac{\omega}{\omega_W} \tag{6}$$

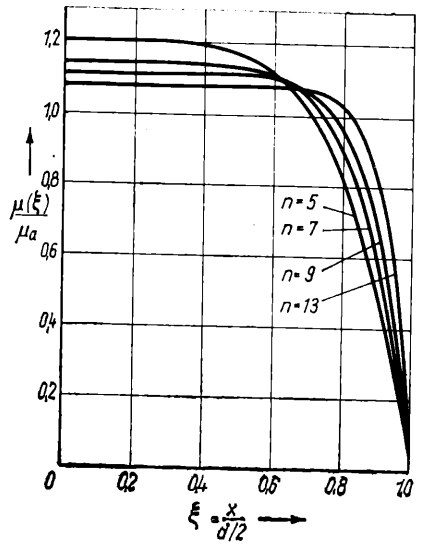


Bild 1. Abhängigkeit der lokalen Permeabilität $\mu(\xi)$, bezogen auf die Anfangspermeabilität μ_a von der Ortskoordinate ξ nach Gl. (14) für verschiedene Exponenten n.
($\xi = 0$: Blechmitte; $\xi = 1$: Oberfläche)

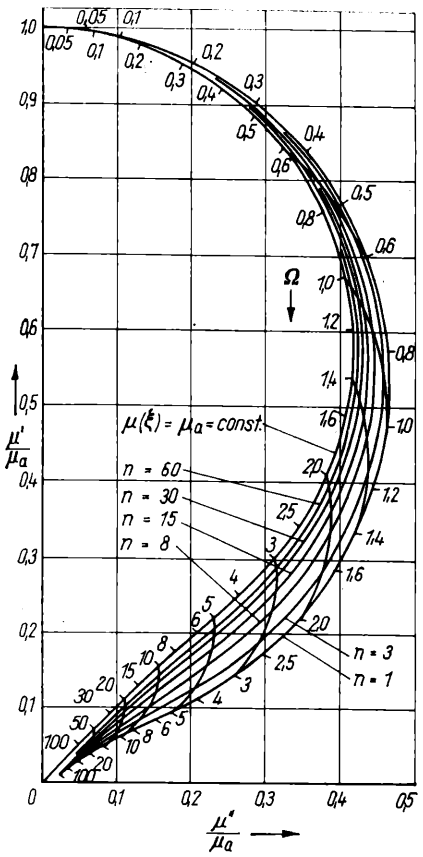
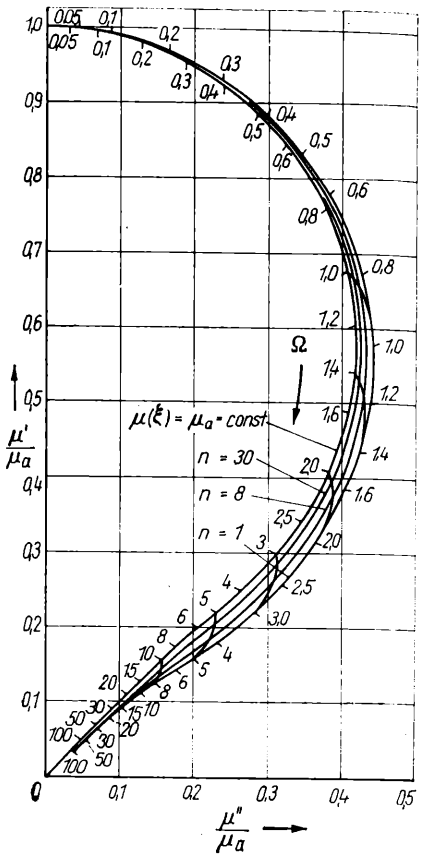


Bild 2. Berechnete Ortskurven der normierten komplexen Anfangspermeabilität bei ortsabhängiger lokaler Permeabilität nach Gl. (14) für verschiedene Exponenten n und verschwindende Permeabilität an der Oberfläche ($\delta = 1$) sowie klassische Ortskurve [$\mu(\xi) = \mu_a$].
Normierte Frequenz: $\Omega = \omega/\omega_W$ ▶



▲

Bild 3. Berechnete Ortskurven der normierten komplexen Anfangspermeabilität bei ortsabhängiger lokaler Permeabilität nach Gl. (14) für verschiedene Exponenten n und für den Fall $\delta = 0{,}5$ (lokale Permeabilität an der Oberfläche $\mu(1) = \mu_a/2$) sowie klassische Ortskurve [$\mu(\xi) = \mu_a$].
Normierte Frequenz: $\Omega = \omega/\omega_W$

linear mit der Frequenz wachsen. Die experimentell aus dem Anstieg der Verlustkomponente ermittelte Grenzfrequenz ω_W' ist kleiner als die nach Gl. (5) berechnete Wolmansche Frequenz ω_W. Diese als Wirbelstromanomalie bezeichneten Abweichungen von dem durch Gl. (4) geforderten Verhalten konnten von *Feldtkeller* [3] zumindest qualitativ durch die Annahme einer ortsabhängigen (lokalen) Anfangspermeabilität $\mu(\xi)$ erklärt werden, die nach dem Potenzansatz

$$\mu(\xi) = \mu_1 - (\mu_1 - \mu_2) \cdot |\xi|^n \qquad (7)$$

($n > 0$, ganz) von dem Wert in der Blechmitte $\mu(0) = \mu_1$ auf den an den Oberflächen $\mu(\pm 1) = \mu_2$ abfällt. Dabei ist $\xi = x/(d/2)$ die von der Blechmitte aus gemessene, normierte Ortskoordinate. *Feldtkeller* berechnete mit Gl. (7) das Verhalten der komplexen Permeabilität für $\omega \ll \omega_W$ in linearer Näherung bezüglich ω und für $\omega \gg \omega_W$ im Gebiet der Einmündung der Ortskurve in den Ursprung der komplexen Ebene. In der vorliegenden Arbeit werden unter Verwendung von Gl. (7) Ortskurven der komplexen Permeabilität ohne Einschränkung bezüglich der Werte der normierten Frequenz ω/ω_W berechnet. Durch Fittung der theoretischen Kurven an die gemessenen Ortskurven der Permalloy-Bleche ist es möglich, die Eignung des Modells einer stetig über den Blechquerschnitt veränderlichen lokalen Permeabilität zur Beschreibung des Wirbelstromeinflusses auf das Magnetisierungsverhalten in sehr schwachen Wechselfeldern quantitativ zu überprüfen.

Bei der Deutung von Abweichungen experimenteller Ortskurven von Blechen von der klassischen Kurve Gl. (4) müssen auch andere physikalische Effekte in Betracht gezogen werden:

1. Die Lage des Dispersionsgebietes der komplexen Permeabilität infolge natürlicher ferromagnetischer Resonanz der Elektronenspins in inneren Anisotropie- und Streufeldern kann nach der Snoekschen Gl. [4]

$$f_r = a \frac{B_s}{(\mu_a/\mu_0)} \qquad (8)$$

(mit $a = (1 \text{ bis } 2) \cdot 10^4$ MHz/T und B_s Sättigungsinduktion) abgeschätzt werden. Diese Gleichung hat sich nicht nur bei Vorliegen von Drehprozessen, sondern auch bei Magnetisierung durch Wandverschiebungen bewährt [5] [6].

Im Fall der untersuchten Permalloy-Bleche erhält man mit $B_s \approx 0{,}8$ T und $\mu_a/\mu_0 \approx 15000$ $f_r = (0{,}5 \text{ bis } 1)$ MHz; eine merkliche Beeinflussung von $\bar{\mu}$ durch Spinresonanz kann dann höchstens im Gebiet der Einmündung der Ortskurve in den Ursprung bei dem 0,05 mm dicken Blech Bild 4a) erwartet werden.

2. Magnetische Nachwirkung vom Richterschen Typ (Diffusions-Nachwirkung), die leicht an ihrer starken Frequenz- und Temperaturabhängigkeit (und an ihrem Einfluß auf die Feldstärkeabhängigkeit der komplexen Permeabilität) erkannt werden kann, tritt bei Raumtemperatur in Ni-Fe-Legierungen nicht auf. Die prinzipiell in jedem magnetischen Material wirksame Jordan-Nachwirkung (Fluktuations-Nachwirkung, die sich darin äußert, daß für $\omega \to 0$ eine von Null verschiedene „Restverlust"-Komponente μ_N'' bestehen bleibt und μ' keinen exakt definierten Wert μ_a annimmt, sondern bei den tiefsten Meßfrequenzen je Frequenzdekade um einen kleinen Betrag wächst) ist bei den untersuchten Permalloy-Blechen so klein, daß sie in der Darstellung der Ortskurven Bild 4a) bis d) nicht in Erscheinung tritt.

3. Die Annahme einer ortsunabhängigen oder einer stetig über den Querschnitt variierenden Anfangspermeabilität kann dann nicht als adäquate makroskopische Beschreibung des Magnetisierungsverhaltens angesehen werden, wenn der mittlere Abstand der Bloch-Wände in die Größenordnung der Blechdicke kommt. Das gleiche trifft auch für so hohe Frequenzen zu, bei denen sich die Eindringtiefe des Feldes dem mittleren Durchmesser der Bezirke nähert oder diesen unterschreitet. In diesen Fällen hat man mit einem Einfluß der Bezirksstruktur auf die Wirbelstromortskurve zu rechnen. Wegen mathematischer Schwierigkeiten liegen bisher theoretische Untersuchungen über die Frequenzabhängigkeit der Verluste oder der komplexen Permeabilität, bei denen versucht wird, das Magnetisierungsverhalten im sehr schwachen Wechselfeld durch die Rückwirkung des von bewegten Wänden erzeugten Wirbelstromfeldes auf die Wandbewegung unter bestimmten Voraussetzungen über die Beweglichkeit der Wände zu berechnen, nur für eine stark

idealisierte Bezirksstruktur vor [7] [8] [9]. Es wird angenommen daß sich äquidistante ebene Wände von der einen zur anderen Oberflächenseite hin erstrecken, die lamellenartige, parallel und im Wechsel entgegen der Feldrichtung spontan magnetisierte Domänen trennen. Eine Bezirksstruktur, die diesem Modell nahekommt, kann in weichmagnetischen Schichten unterhalb einer bestimmten Schichtdicke erwartet werden, da mit abnehmender Dicke der Schicht die Ausbildung einer oberflächlichen Bezirksstruktur, durch die der magnetische Fluß an den Oberflächen weitgehend streufeldlos umgelenkt wird, energetisch ungünstig wird. Auf der Grundlage des skizzierten Modells erhielt *Polivanov* [8] Ortskurven der komplexen Permeabilität, die außerhalb der klassischen Kurve Gl. (4) liegen.

Mit der Mößbauerspektroskopie ist es möglich, an Blechen mit Dicken $\lesssim 0{,}05$ mm Aussagen über eine bevorzugte Ausrichtung der spontanen Magnetisierung — gemittelt über die Blechdicke — parallel (oder auch senkrecht) zur Oberfläche zu erhalten. Aus dem Intensitätsverhältnis der 6 Mößbauerlinien des ^{57}Fe-Spektrums kann man den über die Blechdicke gemittelten Wert von $\cos^2 \Theta$ bestimmen, wobei Θ der Winkel zwischen dem das Blech senkrecht zur Oberfläche durchsetzenden γ-Strahl und der lokalen Richtung der spontanen Magnetisierung ist. An einem etwa 0,035 mm dicken Band einer amorphen Legierung mit einer Anfangspermeabilität von ≈ 2000 aufgenommene Mößbauerspektren ergaben [10] keine merklich bevorzugte Orientierung der spontanen Magnetisierung in der Bandebene, wenn durch geeignete thermische Vorbehandlung mechanische Spannungen weitgehend zum Verschwinden gebracht wurden. Das Ergebnis kann als Argument dafür gelten, daß bei Blechdicken $\geqq 0{,}05$ mm die Hauptvoraussetzung für die Deutung der Abweichungen der Ortskurven der komplexen Permeabilität von der klassischen Kurve auf der Grundlage des Polivanovschen Modells nicht erfüllt ist.

Boll [5] [6] hat an einer großen Anzahl dünner Bänder bis herab zu Dicken von 1 µm Ortskurven der komplexen Anfangspermeabilität gemessen. Bei Dicken $\leqq 10\,\mu$m kommen Ortskurven vor, die z.T. beträchtlich über die klassische Ortskurve hinausschwingen. Daneben werden aber auch Ortskurven gefunden, die ganz oder teilweise innerhalb der klassischen Ortskurve verlaufen. Wegen der sich bei diesen geringen Blechdicken überlagernden Dispersionen durch Wirbelströme und durch Spinresonanz liegen hier physikalisch so komplizierte Verhältnisse vor, daß eine theoretische Interpretation der Ortskurven auf der Grundlage von Bezirksstrukturmodellen nicht möglich erscheint.

Gelegentlich findet man auch an dickeren Blechen Ortskurven der komplexen Permeabilität, die innerhalb der klassischen Ortskurve bleiben. So wurde an einem thermisch unbehandeltem amorphen, $\approx 40\,\mu$m dickem Band mit einer Anfangspermeabilität von ≈ 200 eine Ortskurve dieses Typs gemessen. Diese Kurve konnte durch Einführung eines entmagnetisierenden Feldes in die Berechnung des Skineffektes theoretisch angenähert richtig beschrieben werden [11]. Infolge der starken inneren Spannungen, die in dem Band im thermisch unbehandelten Zustand herrschen, ist die Existenz von magnetisch harten und daher entmagnetisierend wirkenden Bereichen eine plausible Annahme.

2. Berechnung der komplexen Anfangspermeabilität $\bar{\mu}(\omega)$ von Blechen mit ortsabhängiger lokaler Anfangspermeabilität $\mu(\xi)$

Es wird die komplexe Feldamplitude $\underline{H}$ als Funktion der oben eingeführten normierten Ortskoordinate ξ gesucht, die der Wirbelstrom-Differentialgleichung

$$\frac{\mathrm{d}^2 \underline{H}(\xi)}{\mathrm{d}\xi^2} - \mathrm{j}\omega\sigma\left(\frac{d}{2}\right)^2 \mu(\xi)\,\underline{H}(\xi) = 0 \tag{9}$$

genügt und an der Blechoberfläche den Wert $\hat{H}$ der Amplitude des angelegten äußeren Feldes annimmt:

$$\underline{H}(\xi = \pm 1) = \hat{H}. \tag{10}$$

Wenn $\underline{H}(\xi)$ bekannt ist, kann durch Mittelung der komplexen Amplitude der Induktion

$$\underline{B}(\xi) = \mu(\xi) \cdot \underline{H}(\xi) \tag{11}$$

über den Blechquerschnitt die komplexe Permeabilität $\bar{\mu}$ berechnet werden. Da mit $\mu(\xi)$ auch $\underline{H}$ und $\underline{B}$ symmetrisch bezüglich ξ sein müssen, kann man schreiben:

$$\bar{\mu} = \frac{1}{\hat{H}} \int_0^1 \underline{B}(\xi)\,\mathrm{d}\xi = \int_0^1 \mu(\xi)\,\frac{\underline{H}(\xi)}{\hat{H}}\,\mathrm{d}\xi. \tag{12}$$

Für $\omega \to 0$ ist $\underline{H}(\xi) = \hat{H}$ und $\bar{\mu} = \mu_a$. Damit erhält man nach Gl. (7) für die reelle Anfangspermeabilität

$$\mu_a = \int_0^1 \mu(\xi)\,\mathrm{d}\xi = \mu_1 - \frac{\mu_1 - \mu_2}{n+1}. \tag{13}$$

Eliminiert man unter Verwendung von Gl. (13) in Gl. (7) die lokale Permeabilität in der Blechmitte μ_1, so läßt sich Gl. (7) in folgender Form schreiben:

$$\frac{\mu(\xi)}{\mu_a} = f(\xi) = p - q\,|\xi|^n \tag{14}$$

mit

$$p = 1 + \frac{\delta}{n}, \qquad q = \left(1 + \frac{1}{n}\right)\delta, \tag{15}$$

wobei

$$\delta = 1 - \frac{\mu_2}{\mu_a} \tag{16}$$

den (auf die Anfangspermeabilität bezogenen) relativen Permeabilitätsabfall zur Oberfläche hin kennzeichnet.

Im Bild 1 ist der Verlauf der lokalen, auf μ_a bezogenen Permeabilität nach Gl. (14) für den Fall $\delta = 1$ (vollständiger Zusammenbruch der Permeabilität an der Oberfläche) für vier verschiedene Exponenten n dargestellt.

Führt man in Gl. (9) die auf die Wolmansche Wirbelstromfrequenz ω_W von Gl. (5) normierte Frequenz

$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_W} \tag{17}$$

ein, so erhält man:

$$\frac{\mathrm{d}^2 \underline{H}}{\mathrm{d}\xi^2} - \mathrm{j}\,2\,\Omega f(\xi) \cdot \underline{H} = 0. \tag{18}$$

Da $\frac{\mathrm{d}\underline{H}}{\mathrm{d}\xi}(\xi, \Omega)$ in der Blechmitte $\xi = 0$ stetig sein muß, können die Randbedingungen $\underline{H}(\xi = \pm 1, \Omega) = \hat{H}$ wegen der Symmetrie von $\underline{H}$ bezüglich ξ durch

$$H(\xi = 1, \Omega) = \hat{H} \tag{19a}$$

und

$$\frac{\mathrm{d}H}{\mathrm{d}\xi}(\xi = 0, \Omega) = 0 \tag{19b}$$

ersetzt werden.

Die für $\Omega = 0$ auf 1 normierte komplexe Permeabilität

$$\eta(\Omega) = \frac{\bar{\mu}(\Omega)}{\mu_a} = \int_0^1 f(\xi)\,\frac{\underline{H}(\xi, \Omega)}{\hat{H}}\,\mathrm{d}\xi \tag{20}$$

läßt sich unter Verwendung der Gln. (18) und (19b) schreiben:

$$\eta(\Omega) = \frac{1}{\mathrm{j}\,2\,\Omega} \cdot \frac{1}{\hat{H}}\,\frac{\mathrm{d}\underline{H}}{\mathrm{d}\xi}(\xi = 1, \Omega). \tag{21}$$

Es ist bemerkenswert, daß η bei gegebener Frequenz bereits vollständig durch den Wert des Feldgradienten an der Oberfläche bestimmt ist.

Die Differentialgleichung (18) kann für nichtnegative, ganzzahlige Exponenten n durch den Ansatz

$$F(\xi) = \sum_{k=0}^{\infty} c_k\,\xi^k \tag{22}$$

gelöst werden. Die Koeffizienten c_k sind nach Vorgabe von c_0 und c_1 durch

$$c_{k+2} = \frac{\mathrm{j}\,2\,\Omega}{(k+1)(k+2)}\,(p\,c_k - q\,c_{k-n}) \tag{23}$$

gegeben, wie man durch Einsetzen von F an Stelle von $\underline{H}$ in

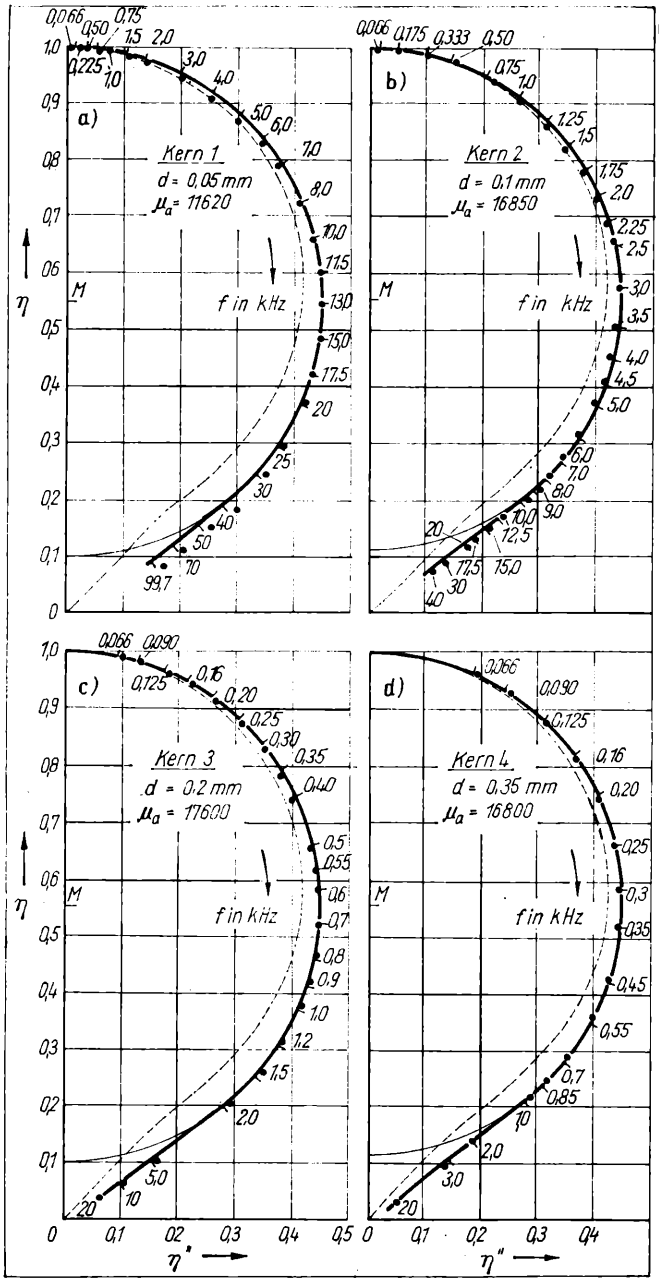


Bild 4 *a*) bis *d*). Ortskurven der normierten komplexen Anfangspermeabilität $\eta = \bar{\mu}/\mu_a$ von Permalloy-Bändern der Dicke *d*.
Meßpunkte ●; gefittete theoretische Kurve ——; klassische Wirbelstromortskurve – – –; Näherungs-Halbkreis —— (in die theoretische Kurve einmündend), M: Mittelpunkt des Halbkreises

Gl. (18) bestätigt findet. Für $c_0 = \alpha_0 \neq 0$, $c_1 = 0$ bzw. $c_0 = 0$, $c_1 = \beta_1 \neq 0$ erhält man zwei linear unabhängige Lösungen

$$F_\alpha(\xi) = U(\xi) = \sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k \xi^k \qquad \alpha_0 = 1,\ \alpha_1 = 0 \tag{24}$$

$$F_\beta(\xi) = V(\xi) = \sum_{k=0}^{\infty} \beta_k \xi^k \qquad \beta_0 = 0,\ \beta_1 = 1. \tag{25}$$

Wegen der Randbedingungen in Gl. (19) muß $c_1 = 0$, $c_0 = \hat{H}/(\Sigma c_k)$ sein, so daß die Lösung, die die Randbedingungen erfüllt, durch

$$\underline{H}(\xi) = \hat{H}\,\frac{U(\xi)}{U(1)} = \hat{H}\,\frac{\Sigma \alpha_k \xi^k}{\Sigma \alpha_k} \tag{26}$$

gegeben ist. Die α_k sind nach der Rekursionsformel Gl. (23) (mit $c_k \equiv \alpha_k$) maschinell leicht berechenbar.
Mit den Gln. (21) und (26) erhält man die normierte komplexe Permeabilität:

$$\eta = G(\Omega) = \frac{1}{\mathrm{j}\,2\Omega} \cdot \frac{\Sigma k\,\alpha_k}{\Sigma \alpha_k}. \tag{27}$$

Wenn man die Glieder der Summe im Zähler $(k+2)\,\alpha_{k+2}$ schreibt und diese der Gl. (23) entnimmt oder wenn man die Integration in Gl. (20) nach Einsetzen der Gln. (14) und (26) ausführt, erhält man schließlich:

$$\eta = G(\Omega) = \frac{\sum_{k=0}^{\infty} \dfrac{n+k+1-k\delta}{(n+k+1)(k+1)} \cdot \alpha_k}{\sum_{k=0}^{\infty} \alpha_k}. \tag{28}$$

Im Bild 2 ist eine Schar berechneter Ortskurven der normierten komplexen Permeabilität $\eta(\Omega)$ für an der Oberfläche verschwindende Permeabilität ($\delta = 1$) neben der klassischen Ortskurve für konstante lokale Permeabilität $\mu(\xi) \equiv \mu_a$ dargestellt. Bild 3 gibt einige Ortskurven für den Fall wieder, daß die Permeabilität an der Oberfläche die Hälfte der Anfangspermeabilität μ_a beträgt $\left(\delta = \frac{1}{2}\right)$.
Wie man aus Gl. (23) (mit $c_k \equiv \alpha_k$) entnimmt, stimmen in der Reihe $\Sigma \alpha_k \xi^k$ die Koeffizienten α_k am Anfang der Reihe, und zwar für $k < n+2$, mit den entsprechenden Koeffizienten der Entwicklung von $\mathrm{ch}(\sqrt{\mathrm{j}\,2\Omega p}\,\xi)$ nach Potenzen von ξ überein. Bei $k = n+2$ tritt in α_k erneut ein in Ω lineares Glied auf. Allgemein kommt in $\alpha_{m(n+2)}$ $(m = 1, 2, \ldots)$ Ω noch mit der niedrigsten Potenz Ω^m vor. Um Fehler bei der Berechnung der Reihen in Gl. (28) durch vorzeitigen Abbruch der Reihen zu vermeiden, ist zu beachten, daß der Betrag der Koeffizienten $\alpha_{m(n+2)}$ wesentlich größer sein kann als der der jeweils unmittelbar vorangehenden (und von Null verschiedenen) Koeffizienten.

3. Vergleich der gemessenen und der berechneten Ortskurven der komplexen Anfangspermeabilität

Im Bild 4 a) bis d) sind die an vier Permalloy-Bandringkernen mit den Blechdicken 0,05; 0,1; 0,2 und 0,35 mm und Werten der Anfangspermeabilität μ_a von $11{,}6 \cdot 10^3$ bis $17{,}6 \cdot 10^3$ bestimmten Werte der komplexen Anfangspermeabilität μ, bezogen auf μ_a, als Punkte eingetragen. In jedem Bild stellt die ausgezogene Kurve die mit Gl. (14) berechnete Ortskurve dar, die die Frequenzabhängigkeit der Meßpunkte am besten annähert. Außerdem ist die klassische Wirbelstromortskurve gestrichelt eingezeichnet.
Die komplexe Permeabilität wurde mit einer Gegeninduktivitätsmeßbrücke nach *Wilde* [12] in Abhängigkeit von der Feldstärkeamplitude $\hat{H}$ gemessen und anschließend auf $\hat{H} = 0$ extrapoliert. Die Tatsache, daß bei diesem Meßbrückentyp der Abgleich praktisch nicht vom Wicklungsverlustwiderstand beeinflußt wird, macht die Wilde-Brücke bei niedrigen Frequenzen anderen Induktivitätsmeßbrücken überlegen. Bei höheren Frequenzen wurden die Kerne zur Kontrolle außerdem mit der Scheinwiderstands-Meßbrücke R 2077 (Maxwell-Schaltung) der Firma Siemens gemessen.
Um die Eignung der dargestellten Theorie zur quantitativen Beschreibung der Meßergebnisse zu prüfen, wurden mit Hilfe eines Fitprogramms die Parameter $f_W = \frac{\omega_W}{2\pi}$, n (ganz) und δ für jeden Bandringkern bestimmt, die die mittlere Abweichung

$$v(f_W, n, \delta) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{\nu=1}^{N} \left| G\left(\frac{f_\nu}{f_W}; n, \delta\right) - \eta_\nu(f_\nu) \right|^2} \tag{29}$$

der bei den Frequenzen f_ν ($\nu = 1$ bis N) gemessenen Werte $\eta_\nu(f_\nu)$ der auf μ_a bezogenen komplexen Permeabilität von den theoretischen Werten $G\left(\frac{f_\nu}{f_W}; n, \delta\right)$ minimieren. Die Wirbelstromfrequenz f_W wurde als (einer der drei) Fitparameter benutzt, weil ihre Berechnung nach Gl. (5) — in erster Linie wegen Unsicherheiten in der exakten Bestimmung der wahren Blechdicke — besonders bei den dünnsten Blechen mit einem beträchtlichen relativen Fehler behaftet ist.
Die durch die Fittung erhaltenen optimalen Werte f_W, n, δ sowie die mittlere Abweichung v sind in Tafel 1 angegeben. Auf den mit diesen Werten berechneten und im Bild 4 a) bis d) wiedergegebenen theoretischen Ortskurven sind die Punkte, die den Meßfrequenzen f_ν entsprechen, durch Striche markiert. Für die relative Abweichung v der Meßwerte von den theoretischen Werten ergibt sich bei allen vier Kernen ein Wert von etwa 1%

Tafel 1. Parameter der untersuchten Permalloy-Bänder

Kern-Nr.	d in mm	μ_a/μ_0	f_W in kHz	n	δ	v	a	f_s in kHz
1	0,05	11620	12,1	5	1	0,0086	0,851	12,9
2	0,1	16850	2,72	9	1	0,0093	0,903	3,07
3	0,2	17600	0,57	7	1	0,0095	0,883	0,63
4	0,35	16800	0,269	13	1	0,0086	0,929	0,312

Spalte 2 und 3: Blechdicke d bzw. Anfangspermeabilität μ_a/μ_0

Spalte 4 bis 7: Fitparameter: Wolmansche Frequenz f_W, Exponent n, Permeabilitätsabfall δ, mittlere Abweichung v

Spalte 8 und 9: Halbkreisnäherung: Anomaliefaktor a, Scheitelfrequenz f_s

(bezogen auf μ_a). Da mit einem Frequenzgangfehler der Brückenmessungen von einigen Prozenten — bezogen auf den Betrag der bei der jeweiligen Frequenz gemessenen komplexen Permeabilität — gerechnet werden muß, kann der auf μ_a bezogene Meßfehler der komplexen Permeabilität mit etwa 1 % angenommen werden. Das läßt den Schluß zu, daß die experimentell bestimmten Ortskurven (hinsichtlich Form und Frequenzteilung) durch die theoretischen Kurven $G(\Omega)$ mit einer Genauigkeit wiedergegeben werden, die etwa der Zuverlässigkeit der Meßwerte entspricht.

Besondere Beachtung verdient die Tatsache, daß die Fittung bei allen vier Kernen einen vollständigen Permeabilitätsabfall ($\delta = 1$) zur Oberfläche hin liefert. Aus physikalischen Gründen muß der Variation der Größe δ im Fitprogramm der Wert 1 als obere Grenze auferlegt werden. Da aber die Anwendbarkeit des mathematischen Modells zur phänomenologischen Beschreibung des Magnetisierungsverhaltens der Bleche in Wechselfeldern fragwürdig würde, wenn sich bei einer Fittung, die der genannten Bedingung nicht unterworfen ist, Werte für δ ergeben würden, die den Wert 1 merklich übersteigen, wurde nach Bestimmung der optimalen Werte f_W, n und δ ($\leqq 1$) die Bedingung $\delta_{max} = 1$ im Programm fallengelassen und der Fit fortgesetzt, wobei aber jetzt das gefundene, optimale n konstant gehalten wurde. Dabei ergab sich, daß der Rechner unter diesen Bedingungen einen Wert δ ermittelt, der bei allen vier Blechen nur ganz geringfügig über 1 liegt (z.B. 1,02), ohne daß die mittlere Abweichung v noch nennenswert vermindert wird. Wählt man aber einen um nur 1 gegenüber dem optimalen Wert verminderten Exponenten n und hält diesen fest, so liefert die Fittung einen Permeabilitätsabfall $\delta < 1$, wobei der jetzt ermittelte Minimalwert der mittleren Abweichung v über dem optimalen Wert liegt.

Optimale Anpassung wird offenbar dann erreicht, wenn bei der Variation der Exponenten n im Bereich der ganzen Zahlen derjenige Exponent gefunden ist, bei dem das optimale δ möglichst nahe bei 1 liegt. Das Ergebnis, daß die optimale Anpassung der theoretischen Ortskurve an die experimentellen Punkte bei allen vier Blechen mit großer Genauigkeit auf $\delta = 1$ führt, kann als Argument dafür gelten, daß bei den hier untersuchten (isotropen schlußgeglühten) Permalloy-Blechen mit Dicken $\geqq 0{,}05$ mm die (reversiblen) Magnetisierungsprozesse in sehr schwachen Wechselfeldern phänomenologisch in adäquater Weise durch eine nach der Oberfläche hin praktisch auf Null abfallende lokale Permeabilität beschrieben werden kann.

Im Bild 5 ist der Verlauf der lokalen Permeabilität (normiert auf 1 für die Blechmitte), wie er sich auf Grund der ermittelten Exponenten n für die vier Bleche in Abhängigkeit von der Tiefe $s = \frac{d}{2}(1 - \xi)$ unter der Oberfläche ergibt, gezeichnet. Man erkennt, daß die Oberflächenschicht, in der der Permeabilitätsabfall stattfindet, für die beiden dünneren Bleche (0,05 und 0,1 mm) etwa 0,015 mm und für die beiden 0,2 bzw. 0,35 mm dicken Bleche etwa 0,03 mm beträgt.

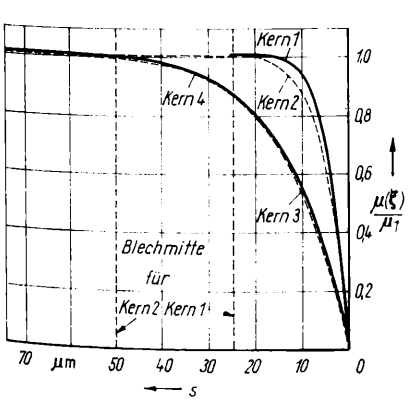


Bild 5
Verlauf der lokalen Permeabilität (normiert auf 1 für Blechmitte) für die Bleche 1 bis 4, gemessen von der Oberfläche $s = 0$ aus. Kerne 1 und 4 ——, Kerne 2 und 3 – – –

Der Permeabilitätsabfall zur Oberfläche hin, der das Frequenzverhalten der untersuchten Bänder zu beschreiben gestattet, muß mikroskopisch als Abnahme der Blochwandbeweglichkeit gegenüber reversiblen Auslenkungen verstanden werden. Die lokale Permeabilität μ in der Tiefe s unter der Oberfläche ist dann ein Maß für den in einer dünnen Schicht von s bis $s + d\,s$ zu bildenden Mittelwert des Produktes aus Wandbeweglichkeit und Wandfläche. Die nach der Oberfläche hin auf sehr kleine Werte abnehmende Wandbeweglichkeit muß als Folge der in der Nähe der Oberfläche veränderten Domänenstruktur angesehen werden, die insbesondere in isotropen schlußgeglühten Bändern nicht notwendig mit Inhomogenitäten der chemischen Zusammensetzung oder der Kornstruktur in Zusammenhang gebracht werden muß. Zur Vermeidung von Streufeldern bildet sich an der Oberfläche — verstärkt durch Oberflächenrauhigkeiten — eine kompliziertere Bezirksstruktur als im Inneren des Bleches aus, deren Wände durch ihre wechselseitige Fixierung eine hohe Steifigkeit gegenüber reversiblen Verschiebungen und Durchbiegungen haben werden. Der Bereich des Permeabilitätsabfalls sollte danach ein Maß für die Ausdehnung oder für den Wirkungsbereich der oberflächlichen Domänenstruktur darstellen.

Nur bei dem 0,05 mm dicken Band des Kernes 1 finden sich am hochfrequenten Ende (ab etwa 30 kHz) der gemessenen Ortskurve signifikante Abweichungen von der theoretischen Kurve, die auf den Einsatz von Spinresonanzverlusten hinweisen. Der Versuch, die hier dargelegte Kontinuumstheorie der komplexen Permeabilität auf die Diskussion des Verhaltens der Ortskurven in dem Frequenzbereich des Einmündungsgebietes anzuwenden, in dem das Feld nur noch in einen Teil der Oberflächenschicht eindringt, in der der Hauptteil des Permeabilitätsabfalls stattfindet, ist wenig sinnvoll. Da in diesem Frequenzbereich die Eindringtiefe des Feldes schließlich den mittleren Durchmesser der Domänen unterschreitet, sind die Voraussetzungen für die Annahme einer stetig vom Ort abhängigen Permeabilität nicht mehr erfüllt.

4. Halbkreis-Näherung für die Ortskurven $\eta = G(\Omega)$ der normierten komplexen Permeabilität

$\eta = G(\Omega)$ wird nach Gl. (28) in eine Potenzreihe nach Ω entwickelt:

$$\eta = 1 - \mathrm{j}\,\gamma_1\,\Omega - \gamma_2\,\Omega^2 + \cdots \tag{30}$$

Nach Ausweis der Gl. (23) — mit $c_k = \alpha_k$; $\alpha_0 = 1, \alpha_1 = 0$ — sind die α_k Polynome in j Ω mit reellen Koeffizienten. Daher sind γ_1 und γ_2 in Gl. (30) reell.

Eine Ortskurve, die eine Entwicklung der Form in Gl. (30) (mit γ_1 und γ_2 reell und >0) gestattet, kann für hinreichend kleine Ω durch einen Halbkreisbogen

$$\eta_k = 1 - D + \frac{D}{1 + \mathrm{j}\,\Omega/\Omega_s} \tag{31}$$

mit dem Durchmesser D, dem Mittelpunkt $\eta' = 1 - D/2$ auf der reellen Achse und der Scheitelfrequenz $\Omega = \Omega_s$ — für die $\eta_k'' = D/2$ wird — angenähert werden, der sich der Ortskurve $G(\Omega)$ im Anfangspunkt $\Omega = 0$ am besten anschmiegt. Durchmesser D und Scheitelfrequenz Ω_s sind durch

$$D = \frac{\gamma_1^2}{\gamma_2} \tag{32}$$

$$\Omega_s = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \tag{33}$$

bestimmt, wie man durch Vergleich der Entwicklung von Gl. (31) nach Ω mit Gl. (30) bestätigt.

Bei der Berechnung von γ_1 und γ_2 hat man die Glieder in den α_k zu sammeln, die linear oder quadratisch in Ω sind. Sie treten in den Koeffizienten α_2, α_4, α_{n+2}, α_{n+4} und $\alpha_{2(n+2)}$ auf.

In der vorliegenden Arbeit wird nur der Fall $\delta = 1$ (vollständiger Permeabilitätsabfall zur Oberfläche hin) betrachtet und man erhält:

$$\frac{1}{\Omega_s} = \frac{n+3}{n+2}\left\{1 - \frac{n+1}{n^2(2n+5)\,Q(n)}\left[\frac{2n+3}{5(n+5)}P(n) + \frac{18(n+2)}{3n+5}\right]\right\} \tag{34}$$

$$D = \frac{2}{3}\cdot\frac{Q(n)}{(n+3)(n+2)}\,\Omega_s \tag{35}$$

mit $P(n) = n(n+1)(n+2)(2n+17) - 60$ (36)

und $Q(n) = 2n^2 + 13n + 17.$ (37)

Damit berechnet man beispielsweise für $n = 1$:

$\Omega_s = 48/55 = 0{,}8727$; $D = 256/275 = 0{,}9309$.

Der Näherungshalbkreis für die klassische Wirbelstromortskurve Gl. (4) ergibt sich im Grenzfall $n \to \infty$:

$$\Omega_s = \frac{5}{4}, \quad D = \frac{5}{6}. \tag{38}$$

Das besagt, daß der Scheitelpunkt — d. h. das η''-Maximum — in der Halbkreisnäherung $\eta' = 1 - \frac{5}{12} = 0{,}5833$, $\eta'' = \frac{5}{12} = 0{,}4167$ für $\omega = 1{,}25\,\omega_W$ angenommen wird, während die exakte Gl. (4) der klassischen Ortskurve für das η''-Maximum $\eta' = 0{,}5816$, $\eta'' = 0{,}4172$, $\Omega = 1{,}270\,\omega_W$ liefert.

Die Tatsache, daß sich die klassische Wirbelstromortskurve bis zu Frequenzen jenseits des η''-Maximums ausgezeichnet durch einen Halbkreis über der η'-Achse annähern läßt, wurde offenbar von *Feldtkeller* [2] festgestellt. Die Werte Ω_s und D nach Gl. (38) wurden als empirische Parameter betrachtet [5]. Wie weiter unten noch quantitativ angegeben wird, ist die Güte der Halbkreisapproximation für die Ortskurven mit ortsabhängiger Permeabilität sogar noch größer als für die klassische Kurve. Es bietet sich daher an, die Wirbelstromanomalie infolge inhomogener lokaler Permeabilität nach Gl. (14) durch die Werte der Parameter Ω_s und D des Näherungshalbkreises zu beschreiben. Da man aber für verschwindende Wirbelstromanomalie ($n \to \infty$) an der Charakterisierung eines Bleches durch die Wolmansche Wirbelstromfrequenz ω_W Gl. (5) festhalten möchte, wird zur Kennzeichnung eines Bleches mit Wirbelstromanomalie die Wirbelstromgrenzfrequenz

$$\omega_G = \frac{4}{5}\,\Omega_s \cdot \omega_W \tag{39}$$

eingeführt, die die Eigenschaft hat, daß für $\omega = 1{,}25\,\omega_G$ — unabhängig von der Stärke der Wirbelstromanomalie — der Scheitel des Näherungshalbkreises und damit praktisch auch das η''-Maximum der exakten Ortskurven angenommen wird und im Fall konstanter lokaler Permeabilität $\omega_G = \omega_W$ ist.

Der Anomaliefaktor

$$a = \frac{\omega_G}{\omega_W} = \frac{4}{5}\,\Omega_s \tag{40}$$

kennzeichnet die Verminderung der charakteristischen Wirbelstromfrequenz durch die Ortsabhängigkeit der lokalen Anfangspermeabilität.

Im Bild 6 sind für den Fall $\delta = 1$ die Scheitelfrequenz Ω_s, der Halbkreisdurchmesser D und der Anomaliefaktor a der Gln. (34), (35) bzw. (40) für (ganzzahlige) Exponenten $n = 1$ bis 200 aufgetragen.

Der Abstand $|\eta_k(\Omega) - G(\Omega)|$ des Punktes $\eta_k(\Omega)$ auf dem Näherungshalbkreis von dem auf der exakten Ortskurve $G(\Omega)$ bei der gleichen Frequenz beträgt bei $\Omega = \Omega_s$ (d. h. $\omega = 1{,}25\,\omega_G$) für $n = 1$: 0,0018, für $n = 5$: 0,0032 und für $n = \infty$: 0,0049.

Der Abstand bleibt $\leqq 0{,}01$, wenn für $n = 1$ $\omega \leqq 4\,\omega_G$, für $n = 5$ $\omega \leqq 2{,}5\,\omega_G$ und für $n = \infty$ $\omega \leqq 2\,\omega_G$ bleibt.

Die Parameter Ω_s und D wurden in Gl. (31) so gewählt, daß die Potenzreihenentwicklungen der komplexen Funktionen $\eta_K(\Omega)$ und $G(\Omega)$ bis zum quadratischen Glied in Ω übereinstimmen. Die Gründe für die Tatsache, daß diese Funktionen selbst für $\Omega \approx 2$ bis 5 (je nach dem Exponenten n) nur sehr wenig voneinander abweichen, sollen in einer späteren Arbeit erörtert

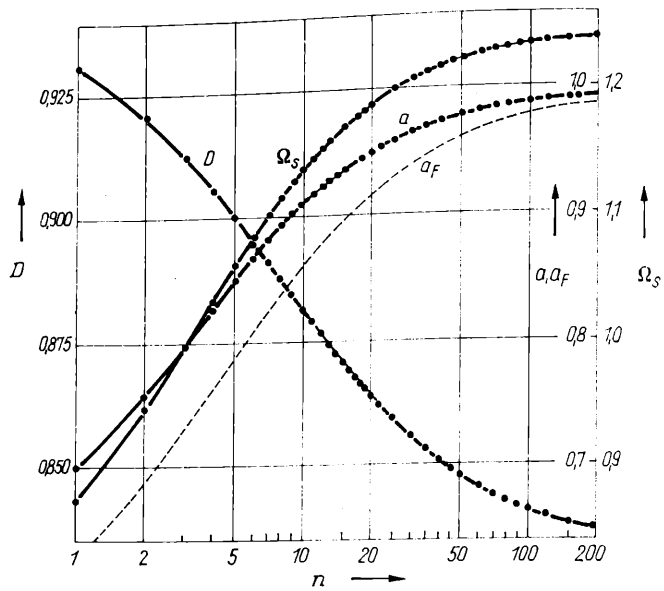


Bild 6. Wirbelstromanomalie in Blechen.
Halbkreisnäherung für die Ortskurven von $\eta = \bar{\mu}/\mu_a$ bei $\delta = 1$: Durchmesser D und Scheitelfrequenz $\Omega_s = \omega_s/\omega_W$ des Halbkreises, Anomaliefaktor $a = \omega_G/\omega_W$. a_F: Anomaliefaktor nach *Feldtkeller*

werden. Im Bild 4 a) bis d) sind die Näherungshalbkreise dünn eingezeichnet. Sie weichen nur im unteren Teil der theoretischen Kurven sichtbar von diesen ab. In Tafel 1 findet man in Spalte 8 den Anomaliefaktor a und in Spalte 9 die nach Gl. (40) berechnete Halbkreisscheitelfrequenz $f_s = 1{,}25\,a \cdot f_W$.

Der Koeffizient γ_1 des in Ω linearen Gliedes in Gl. (30) ist nach den Gln. (32) und (33)

$$\gamma_1 = \frac{D}{\Omega_s} = \frac{2}{3}\,\frac{Q(n)}{(n+3)(2n+3)}. \tag{41}$$

Die bis etwa $\omega = 0{,}1\,\omega_W$ anwendbare lineare Näherung kann dann wie folgt geschrieben werden:

$$\eta \approx 1 - \mathrm{j}\,\frac{2}{3}\,\frac{\omega}{\omega_W}\cdot\frac{1}{a_F} \tag{42}$$

mit

$$a_F = \frac{(n+3)(2n+3)}{Q(n)} = \left[1 + \frac{2}{n+3}\left(1 + \frac{1}{2n+3}\right)\right]^{-1}. \tag{43}$$

$\frac{1}{a_F}$ stimmt mit dem von *Feldtkeller* [3] eingeführten Inhomogenitätsfaktor (dort mit η bezeichnet) überein. Aus Bild 6, in dem der Anomaliefaktor a_F in Abhängigkeit von n mit eingetragen ist, erkennt man, daß $a_F < a$ ist. Das bedeutet, daß die nach *Feldtkeller* berechnete charakteristische Wirbelstromfrequenz $\omega_F = a_F \cdot \omega_W$ bei gleichem Exponenten n kleiner als die hier eingeführte Grenzfrequenz $\omega_G = a \cdot \omega_W$ ist.

5. Zusammenfassung

1. Unter der Annahme, daß das Magnetisierungsverhalten eines Bleches im Grenzfall verschwindender Wechselfeldamplitude durch eine von der Blechmitte nach den Oberflächen hin abfallende lokale Anfangspermeabilität mit einer bereits von *Feldtkeller* angenommenen Potenzbeziehung Gl. (7) hinreichend gut beschrieben werden kann, wird die Frequenzabhängigkeit der komplexen Permeabilität im gesamten Frequenzbereich berechnet. Damit werden die von *Feldtkeller* durchgeführten Rechnungen, die sich auf die Grenzfälle $\omega \ll \omega_W$ und $\omega \gg \omega_W$ beziehen [ω_W = Wolmansche Wirbelstromgrenzfrequenz Gl. (5)], erweitert, und es wird die Möglichkeit geschaffen, die Eignung der Theorie zur Wiedergabe von gemessenen Ortskurven quantitativ zu überprüfen.

2. Vier an Permalloy-Blechen mit 0,05; 0,1; 0,2 und 0,35 mm Dicke gemessene Ortskurven der komplexen Anfangspermeabilität können durch theoretische Wirbelstromortskurven, die einem vollständigen Zusammenbruch der lokalen Permeabilität in einer 0,015 mm (bei den Blechen mit 0,05 und 0,1 mm Dicke) bzw. in einer 0,030 mm (bei den Blechen mit 0,2 und 0,35 mm

Dicke) dünnen Oberflächenschicht entsprechen, mit bemerkenswerter Genauigkeit wiedergegeben werden. Dieses Ergebnis wird als Argument dafür angesehen, daß das reversible Magnetisierungsverhalten von isotropen, spannungsfreien Blechen mit Dicken $\geqq 0{,}05$ mm in adäquater Weise durch eine stetige Verteilung der Anfangspermeabilität über den Blechquerschnitt erfaßt werden kann. Der Abfall der lokalen Permeabilität spiegelt eine durch oberflächliche Domänenstrukturen erhöhte Blochwandsteifigkeit in einer dünnen Oberflächenschicht wider.

3. Für den Fall des vollständigen Permeabilitätsabfalls wird explizit gezeigt, daß jede theoretische Ortskurve bis über das μ''-Maximum hinaus sowohl der Form als auch der Frequenzteilung nach ausgezeichnet durch einen Halbkreis über der η'-Achse angenähert werden kann. Kreisdurchmesser D und normierte Scheitelfrequenz $\Omega_s = \frac{\omega_s}{\omega_W}$ werden in Abhängigkeit von dem Exponenten n des Permeabilitätsabfalls berechnet. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, an gemessenen Ortskurven in dem praktisch am meisten interessierenden Frequenzbereich $\Omega_s \lessapprox 1$ die Anwendbarkeit der Theorie ohne wesentlichen Rechenaufwand zu prüfen.

Die Auswirkung des Abfalls der lokalen Permeabilität auf die Frequenzabhängigkeit der komplexen Permeabilität kann im Rahmen der Halbkreisnäherung durch eine gegenüber der Wolmanschen Frequenz ω_W um den Anomaliefaktor $a = \frac{4}{5}\,\Omega_s$ verkleinerte Wirbelstromgrenzfrequenz $\omega_G = a \cdot \omega_W$ erfaßt werden.

Wir danken Frau *G. Salzer* für die Unterstützung bei der Durchführung der numerischen Rechnungen und für die sorgfältige Ausführung der grafischen Darstellungen

Eingegangen am 5. Dezember 1981 NaA 8821

Literatur

[1] *Wolman, W.:* Der Frequenzgang des Wirbelstromeinflusses bei Übertragerblechen. Z. f. Techn. Phys. 10 (1929) 12, S. 595–598
[2] *Feldtkeller, R.:* Spulen und Übertrager, Teil 1. Stuttgart: S. Hirzel Verlag 1949
[3] *Feldtkeller, R.:* Zur Theorie der Wirbelstrom-Anomalie. Frequenz 3 (1949) 8, S. 229–237
[4] *Kneller, E.:* Ferromagnetismus. Berlin/Göttingen/Heidelberg: Springer-Verlag 1962, S. 641–642
[5] *Boll, R.:* Ortskurven der komplexen Permeabilität dünner Bänder. Frequenz 14 (1960) 7, S. 227–238
[6] *Boll, R.:* Wirbelstrom- und Spinrelaxationsverluste in dünnen Metallbändern bis Frequenzen bis zu etwa 1 MHz. Z. angew. Phys. 12 (1960) 5, S. 212–223
[7] *Neel, L.:* Influence de la subdivision en domaines élémentaires sur la perméabilité en hautes fréquences des corps ferromagnétiques conducteurs. Ann. Inst. Fourier (Grenoble) 3 (1951) 3, S. 301–309
[8] *Polivanov, K. M.:* Dynamische Eigenschaften von Ferromagnetika. Izv. Akad. Nauk SSSR, Ser. Fiz. 16 (1952) 4, S. 449–464
[9] *Charap, S. H.:* Eddy current losses in magnetic sheet with bar-like 180° domain structures. J. Appl. Phys. 50 (1979) 11, S. 7701–7703
[10] *Meileck, L.; Weigert, P.:* ^{57}Fe-Mößbaueruntersuchungen zur Charakterisierung einiger kristalliner und amorpher magnetischer Stoffe. Diplomarbeit, Sektion Physik der KMU Leipzig 1981
[11] *Börner, H.; Dietzmann, G.:* Untersuchungen zur Dispersion der komplexen Permeabilität von amorphen Bändern. Laborbericht Sektion Physik der KMU Leipzig 1980
[12] *Wilde, H.:* Die Vorteile der Gegeninduktivitätsmeßbrücke bei ferromagnetischen Messungen. A.E.Ü. 6 (1952) 9, S. 354–360

Dr. rer. nat. *Gerhard Dietzmann*, Dr. rer. nat. *Matthias Schaefer*, Karl-Marx-Universität Leipzig, 7010 Leipzig, Linnéstr. 5

Magnetisch abstimmbarer Mikrowellenoszillator

St. Derwischev, I. Nedkow; Sofia

Mitteilung aus dem Institut für Elektronik der bulgarischen AdW, Sofia

Deskriptoren: Mikrowellenhalbleitergenerator, Gunn-Element, Mikrowellenferrit, elektronische Frequenzdurchstimmung, Hohlleiter.

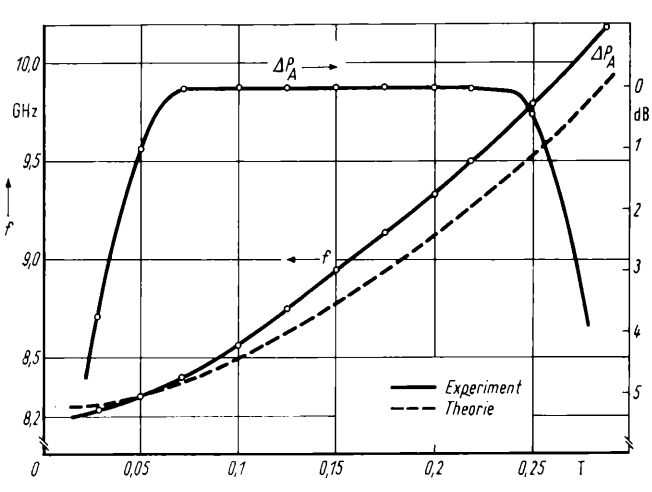
Die Frequenzabstimmung der Halbleitermikrowellengeneratoren mit Ferritresonatoren ist eine der effektivsten Möglichkeiten zur Erzielung großer Bandbreiten durch Variation der Feldstärke. In der Literatur [1] [2] sind unterschiedliche Konstruktionen von magnetisch abstimmbaren Mikrowellenoszillatoren, die einen hochpolierten YIG-Resonator von höchster Reinheit, ein Magnetsystem und Kopplungselemente aufweisen, beschrieben. Die größten Probleme, die hier eine Lösung finden, sind das komplizierte Kopplungssystem, die geringe Ausgangsleistung und ihre große Änderung im Abstimmbereich. Die Herstellung von YIG-Resonatoren mit hinreichend guten Parametern und guter Reproduzierbarkeit der Eigenschaften ist ein großes technologisches Problem. All das führt zu der Suche nach neuen Lösungsvarianten mit polykristallinen Ferritmaterialien, die nach einer einfachen Technologie hergestellt werden können. In [3] ist die Konstruktion eines Gunn-Oszillators beschrieben, dessen Frequenz mit einem Plättchen eines Mehrkomponentenferriten, der in den Halbwellenlängenresonator eingebracht ist, abgestimmt wird. Als Nachteile erweisen sich die kleine Bandbreite und die große Ausgangsleistungsschwankung.

Im folgenden ist ein Gunn-Oszillator, dessen Resonator aus einem polykristallinen Ferritzylinder aufgebaut ist, beschrieben. Damit ist eine optimale Kombination von leicht sinterbarem Ferritmaterial und einem Gunn-Oszillator mit guten Ausgangsparametern gefunden. Der Ferritresonator ist in den Rechteckhohlleiter eingebracht, was zur Vereinfachung der Konstruktion und zur Frequenzbandvergrößerung bei gleichbleibender Ausgangsleistung führt. Dabei können auch größere Ausgangsleistungen erreicht werden.

1. Generatorkonstruktion

Bild 1 zeigt eine schematische Darstellung der Konstruktion des Gunn-Oszillators. Das Gunn-Element ist im Inneren eines Hohlzylinders angebracht, dessen Höhe der Höhe b des Rechteckhohlleiters entspricht. Die Anordnung besteht aus Ferritresonator, Gunn-Element und Diodenhalterung, die in der Mitte

Bild 1. Konstruktion des Mikrowellenoszillators.
1 Rechteckhohlleiter, 2 Gunn-Element, 3 Diodenhalterung, 4 Ferritzylinder, 5 Hohlleiterkurzschluß



der breiten Seite des Hohlleiters angebracht ist. Das äußere Magnetfeld ist parallel zur Achse des Zylinders gerichtet. Der Ferritresonator befindet sich neben dem Hohlleiterkurzschluß.

Der Gunn-Oszillator arbeitet folgendermaßen: Die Größe des äußeren Magnetfeldes bestimmt die Frequenz der ferromagnetischen Resonanz des Ferritresonators. Da das Gunn-Element in starker Wechselwirkung mit dem Ferritresonator steht, wird die Ausgangsfrequenz von der Resonanzfrequenz des Ferritresonators bestimmt. Mit einem gleichmäßigen Wachsen der Feldstärke H_0 wird die Frequenz der ferromagnetischen Resonanz entsprechend geändert und damit auch die Ausgangsfrequenz. Dabei kann ein großes Frequenzband überstrichen werden, da mit linearem Anstieg der Ausgangsfrequenz die Ausgangsleistung konstant bleibt.

2. Theoretische Begründung des Experiments

Auf Grund der bekannten Abhängigkeit [4] des Permeabilitätstensors $\overleftrightarrow{\mu}$ von einem isotropen, bis zur Sättigung zur Achse z vormagnetisierten Medium gilt

$$\mu\left(\frac{\partial^2\psi}{\partial x^2}+\frac{\partial^2\psi}{\partial y^2}\right)+\frac{\partial^2\psi}{\partial z^2}=0, \tag{1}$$

wobei ψ das magnetostatische Potential und μ die Diagonalkomponenten von $\overleftrightarrow{\mu}$ sind.
Da der Ferritresonator eine zylindrische Form aufweist, wird am besten mit Kreiskoordinaten gerechnet. Die Lösung der Gl. (1) nach ψ ausgedrückt durch Besselfunktionen sieht wie folgt aus:

$$\psi=\frac{J_n}{N_n}\left(\frac{k}{\sqrt{-\mu}}r\right)\begin{matrix}\cos\\ \sin\end{matrix} k z\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}n\varphi}, \tag{2}$$

wobei

$$\frac{J_n}{N_n}(x)=A\,J_n(x)+B\,N_n(x)$$

und $k=\dfrac{\pi\cdot p}{b}$ die Wellenzahl ist.

Die Bestimmung der Resonanzkreisfrequenz, eines zur Achse vormagnetisierten Ferritzylinders mit endlicher Länge kann unter folgenden zwei Bedingungen vorgenommen werden:

— der Ferritresonator ist zwischen zwei ideal leitende Flächen, deren Ausmaß viel größer als die des Resonators ist, eingebracht,

— das innere Magnetfeld im Resonator ist homogen.

Bei erster Annäherung kann angenommen werden, daß bei der beschriebenen Konstruktion diese Bedingungen erfüllt sind. Der Radiusvektor kann um 360° im Bereich des magnetostatischen Potentials gedreht werden, d.h., er nimmt die gleichen Werte bei φ und $\varphi+2\pi$ an. n muß also eine gerade Zahl sein.

Nach Betrachtung der Grenzbedingungen lautet die allgemeine Lösung von Gl. (2)

$$\psi=\frac{J_n}{N_n}\left(\frac{k}{\sqrt{-\mu}}r\right)\cos k z\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}n\varphi}. \tag{3}$$

Wenn man annimmt, daß in der Diodenhalterung aus Metall kein Magnetfeld existiert, dann gilt folgende Gleichung:

$$\mu\frac{\partial\psi}{\partial r}+\mathrm{j}\,\mu_a\frac{1}{r}\frac{\partial\psi}{\partial\varphi}=0, \tag{4}$$

wobei μ_a das Nichtdiagonalelement von $\overleftrightarrow{\mu}$ ist. Wenn man in diese Gleichung ψ nach Gl. (3) einsetzt, gilt für die Grenzfläche zwischen der Diodenhalterung und dem Ferritresonator bei $r=R_i$

$$\sqrt{-\mu}\,\frac{J_n}{N_n}\left(\frac{k}{\sqrt{-\mu}}R_i\right)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_i}\frac{J_n}{N_n}\left(\frac{k}{\sqrt{-\mu}}R_i\right)=0. \tag{5}$$

Im Gebiet außerhalb des Resonators erhält man für das magnetische Potential nach Gl. (1)

$$\frac{\partial^2\psi_0}{\partial r^2}+\frac{1}{r}\frac{\partial\psi_0}{\partial r}+\frac{1}{r^2}\frac{\partial^2\psi_0}{\partial\varphi^2}+\frac{\partial^2\psi_0}{\partial z^2}=0, \tag{6}$$

deren Lösung

$$\psi_0=\frac{I_n}{K_n}(k r)\cos k z\, \mathrm{e}^{-\mathrm{j}n\varphi} \tag{7}$$

lautet.
Da der Ferritresonator keine Metalloberfläche bei $r=R_a$ hat, ist ψ_0 nicht unterbrochen, und dann gilt

$$\mu\frac{\partial\psi}{\partial r}+\mathrm{j}\,\mu_a\frac{1}{r}\frac{\partial\psi}{\partial\varphi}=\frac{\partial\psi_0}{\partial r}. \tag{8}$$

Nach Einsetzen der Gln. (3) und (7) in Gl. (8) erhält man die Gleichung, die für die äußere Oberfläche des Resonators bei $r=R_a$ gilt:

$$\sqrt{-\mu}\,\frac{J_n}{N_n}\left(\frac{k}{\sqrt{-\mu}}R_a\right)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_a}\frac{J_n'}{N_n'}\left(\frac{k}{\sqrt{-\mu}}R_a\right)-\frac{I_n}{K_n}(k R_a)=0. \tag{9}$$

Die Gln. (5) und (9), die aus den Randbedingungen bei $r=R_i$ und $r=R_a$ entstanden sind, bilden das System

$$\begin{aligned}
&A\left[\sqrt{-\mu}\,J_n(q R_i)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_i}J_n'(q R_i)\right]\\
&+B\left[\sqrt{-\mu}\,N_n(q R_i)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_i}N_n'(q R_i)\right]=0\\
&A\left[\sqrt{-\mu}\,J_n(q R_a)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_a}J_n'(q R_a)-I_n(k R_a)\right]\\
&+B\left[\sqrt{-\mu}\,N_n(q R_a)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_a}N_n'(q R_a)-K_n(k R_a)\right]=0,
\end{aligned} \tag{10}$$

wobei die Abkürzung $q=\dfrac{k}{\sqrt{-\mu}}$ benutzt wurde.
Damit dieses System eine von Null verschiedene Lösung nach A und B hat, muß die Determinante aus den Koeffizienten gleich Null sein,

$$\begin{aligned}
&\left[\sqrt{-\mu}\,J_n(q R_i)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_i}J_n'(q R_i)\right]\\
&\times\left[\sqrt{-\mu}\,N_n(q R_a)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_a}N_n'(q R_a)-K_n(k R_a)\right]\\
&-\left[\sqrt{-\mu}\,J_n(q R_a)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_a}J_n'(q R_a)-I_n(k R_a)\right]\\
&\times\left[\sqrt{-\mu}\,N_n(q R_i)+\frac{\mu_a n}{k\cdot R_i}N_n'(q R_i)\right]=0.
\end{aligned} \tag{11}$$

Diese Gleichung weist i Wurzeln q_i auf.
Außerdem kann μ in folgender Weise mit ω_H und ω_M ausgedrückt werden:

$$\mu=\frac{\omega_H(\omega_H+\omega_M)-\omega^2}{\omega_H^2-\omega^2}=-\left(\frac{\pi p}{q_i b}\right)^2. \tag{12}$$

Nach elementaren mathematischen Umformungen für die Resonanzkreisfrequenz erhält man

$$\omega^2=\omega_H^2+\frac{\omega_H\omega_M}{1+\left(\dfrac{\pi p}{q_i b}\right)^2}. \tag{13}$$

Die Lösungen dieser Gleichung sind diskrete Frequenzen ω_{npi}, wobei die Indizes n, p und i die verschiedenen elektromagnetischen Moden bezeichnen. Es ist ersichtlich, daß die Resonanzfrequenz ω_0 nur von den Bestandteilen und den Abmessungen des Ferritresonators abhängt. Für die Grundmode bei $n=0$ hat die Gl. (11) folgende Form:

$$\begin{aligned}
&\sqrt{-\mu}\,J_n(q R_i)\left[\sqrt{-\mu}\,N_n(q R_a)-K_n(k R_a)\right]\\
&-\sqrt{-\mu}\,N_n(q R_i)\left[\sqrt{-\mu}\,J_n(q R_a)-I_n(k R_a)\right]=0.
\end{aligned} \tag{14}$$

In diesem Fall sind die Wurzeln nicht von der Frequenz abhängig, und man kann eine eindeutige Lösung aus Gl. (13) für ω_0 erhalten. Im Bild 2 ist die berechnete Resonanzfrequenz des Ferritresonators in Abhängigkeit von dem äußeren Magnetfeld mit gestrichelten Linien dargestellt. Die Frequenz ist der Feldstärke des äußeren Magnetfeldes proportional.

3. Experimentelle Ergebnisse

Die experimentellen Untersuchungen der oben beschriebenen

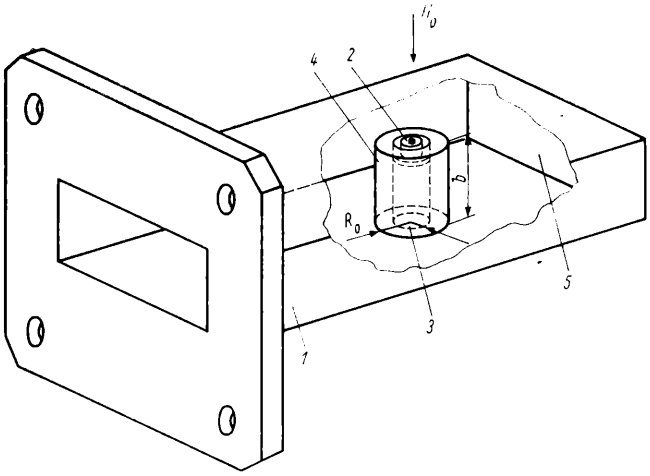


Bild 2. Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz f und Ausgangsleistung P_A von der Feldstärke H_0

Konstruktion wurden mit dem Gunn-Element CXY 11 mit einer Ausgangsleistung von über 10 mW durchgeführt. Das Ferritmaterial hat folgende Parameter: $4\pi M_s = 0{,}2$ T, $t_k^0 = 300$ °C und $\mu = 100$. Die Wanddicke des Hohlzylinders betrug 1,5 mm.

Im Bild 2 ist die Abhängigkeit der Ausgangsfrequenz von der Änderung des zur Achse des Ferritzylinders gerichteten Magnetfeldes mit einer durchgehenden Linie dargestellt. Von 8,3 bis 10,0 GHz ist die Frequenzänderung fast linear mit der Änderung der Feldstärke. Daraus ergibt sich die Möglichkeit der Anwendung des Generators als Wobbelgenerator.
Für die praktische Verwendung des Mikrowellengenerators ist es wichtig, die Ausgangsleistung konstant zu halten. Deswegen wurde gleichzeitig mit der Frequenz auch die Ausgangsleistung gemessen. Die Änderung der Ausgangsleistung in Abhängigkeit von der maximal erhaltenen Ausgangsleistung ist auch im Bild 2 dargestellt. Die Abweichung der Ausgangsleistung im Abstimmbereich ist nicht größer als 0,2 dB. Diese Abweichung ist für den praktischen Einsatz des Generators hinreichend gering. Der steile Abfall der Ausgangsleistung am Bandende kann durch das Auftreten von höheren Moden im Ferritresonator, infolge des geringen Abstandes zwischen dem Ferritresonator und der Diodenhalterung, erklärt werden. Andererseits wird mit der Änderung des Magnetfeldes auch der Widerstand des Ferritresonators geändert, was schließlich zur Änderung der Ausgangsleistung führt.
Die sehr starke elektromagnetische Verbindung zwischen der Gunn-Diode und dem Ferritresonator führt zu ihrer starken Wechselwirkung, was den Unterschied zwischen der theoretischen und der gemessenen Kurve erklärt. Andere Ursachen für den Unterschied sind die Einwirkung der leitenden Hohlleiterwände und des Kurzschlusses. Außerdem wurden alle theoretischen Betrachtungen über einen dichten Ferritzylinder ohne Berücksichtigung der Diodenimpedanz durchgeführt.

Zusammenfassung

Der beschriebene Halbleitergenerator mit magnetischer Ausgangsfrequenzregelung stellt eine einfache Konstruktion aus Ferritmaterial dar, dessen Sinterung aus billigen Rohstoffen und nach einer einfachen Technologie möglich ist. Die gemessenen Ausgangsparameter ermöglichen eine häufige Verwendung des Mikrowellenoszillators als Grundelement in vielen Mikrowellenmeßeinrichtungen — Wobbelgeneratoren, Spektrumanalysatoren, Frequenzzähler u.a. Im Unterschied zu YIG-abstimmbaren Generatoren können hiermit höhere Ausgangsleistungen erreicht werden.

Eingegangen am 4. Dezember 1981 NaA 8822

Literatur

[1] *Zublin, K.; Wilser, W.; Green, W.:* Ka-band YIG-tuned GaAs Oscillator. Microwave J. 14 (1975) 9, S. 33–50
[2] *Easson, R.:* Design and Performance of YIG-tuned Gunn Oscillators. Microwave J. 10 (1971) 2, S. 53–68
[3] *Sokolovskii, I.; Kostilev, S.:* Frequenzsteuerung von Generatoren mittels Magnetfeld. Iswestija Wusow UdSSR – Radioelektronika 15 (1972) 8, S. 945 bis 948
[4] *Gurewič, A.:* Ferromagnetische Resonanz in Ferriten und Antiferromagnetika. Moskau, Verlag Nauka 1973, S. 303
[5] *Epstein, P.; Berk, A.:* Ferrite Post in a Rectagular Wave. Guide Journal of Appl. Phys. 27 (1956) 11, S. 527–529

Dipl.-Ing. *Stefan Derwischev*, Dr. Chem. *Ivan Nedkow*, Institut für Elektronik der bulgarischen Akademie der Wissenschaften. Bulgarien, 1184 Sofia, Boul. Lenin 72

Zur Dynamikanzeige von Sprachlauten – Dynamikindikatoren für Hörgeschädigte

D. Mehnert, KDT, Berlin

Mitteilung aus der Humboldt-Universität zu Berlin, Sektion Rehabilitationspädagogik und Kommunikationswissenschaft, Bereich Technik

Deskriptoren: Akustische Signalverarbeitung, Schalldruckpegel, Schalldruckmessung, Lautstärke, Schallfrequenz, Schallintensität

Die sprachliche Kommunikationsfähigkeit ist bei Schwerhörigen und Gehörlosen in Abhängigkeit vom Schädigungsgrad des akustischen Analysators entweder nicht entwickelt oder wesentlich eingeschränkt. Die sich daraus ergebende akustische Isoliertheit führt zu einer Behinderung, die u.a. zur Folge hat, daß sich unterschiedliche Wesensmerkmale im Sozialverhalten herausbilden. Erlernung und Aufbau der Sprache als das wichtigste Kommunikationsmittel verlaufen dabei in anderen Bahnen. Bei hörgeschädigten Kindern z.B. gibt es durch das Fehlen bzw. durch das stark verringerte Hörvermögen keine spontane Sprachentwicklung. Die Lautsprache kann nicht über den Höranalysator kontrolliert und geregelt werden, es kommt als Folgeerscheinung zu nicht normgerechten Sprechleistungen. Hochgradig Schwerhörige, Gehörlose und vor der Sprachentwicklung ertaubte Kinder müssen daher Sprechbewegungsabläufe, Grundfrequenz- und Zeitmuster sowie das Gefühl für die Sprechdynamik zur Erlangung einer verständlichen und annähernd normgerechten Sprache in einem aufwendigen Lernprozeß erwerben.
Durch die rehabilitationspädagogischen Methoden der Korrektur, Kompensation und Aktivierung kann jedoch bei frühzeitiger Erkennung des biologischen Mangels die Behinderung verhütet bzw. weitgehend gemindert oder beseitigt werden [1]. Eine beachtliche Bedeutung haben dabei elektronische Hilfsmittel erlangt. Speziell in den letzten Jahren ist eine Vielzahl von technischen Geräten entwickelt worden, die zur Unterstützung der rehabilitationspädagogischen Methoden eingesetzt werden können [2].

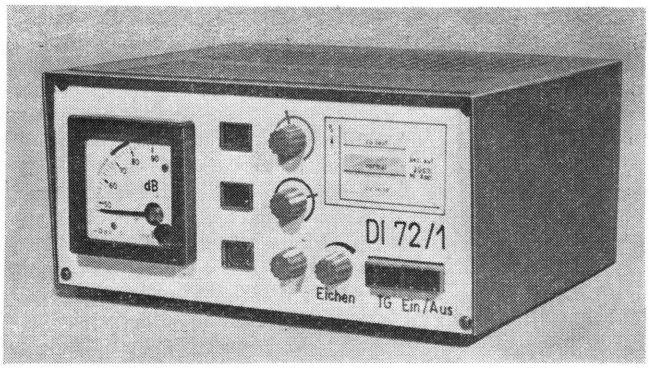


Bild 1. Dynamikindikator 1

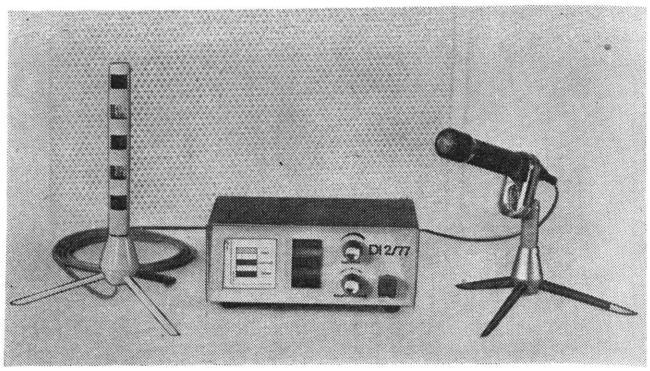


Bild 3. Dynamikindikator 2

Es ist deutlich geworden, wie sehr die Rehabilitationspädagogik an speziellen, an die Bereiche der Hör-, Sprach- und Sehgeschädigtenpädagogik angepaßten Entwicklungen interessiert ist. Außerdem hat sich gezeigt, in welchem Maße sie bereits das umfangreiche Angebot der technischen Möglichkeiten, das aus sprachakustischen Grundlagenforschungen hervorgegangen ist, nutzt [3].

Bei Schädigung oder Ausfall des akustischen Analysators bieten sich für eine Informationsübertragung der leistungsfähige optische und der taktile Analysator an. In beiden Fällen muß eine Signalumsetzung entweder akustisch-optisch oder akustisch-taktil vorgenommen werden. Für die Methode der Kompensation wurden z. B. verschiedene Indikatoren entwickelt, die jeweils einzelne Signalparameter der Sprache anzeigen. Bekannt sind Grundfrequenzindikatoren, Nasalindikatoren, S-Indikatoren, Intensitätsindikatoren und andere, die eine spektrale Analyse des Signals vornehmen.

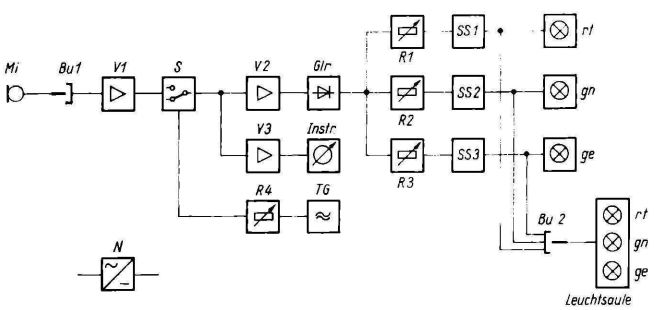
Der Sprechdynamik und der zeitlichen Gliederung fällt für eine verständliche und normgerechte Sprache neben anderen Faktoren in der Frequenzebene eine besondere Bedeutung zu. Ausgehend von der Problematik bei der subjektiven Beurteilung von Lautstärkepegeln ist ein Dynamikindikator entwickelt worden. Er ermöglicht es dem Hörgeschädigtenpädagogen, die Leistungen seiner Schüler hinsichtlich der Sprechdynamik zahlenmäßig zu erfassen und auch die Fortschritte im Ausbildungsabschnitt quantitativ zu beschreiben. Es ist möglich, sowohl die Aneignung und Einhaltung einer optimalen Sprechdynamik als auch in einer darauffolgenden Stufe ein sinnbezogenes Sprechen mit vorgegebenen rhythmisch-dynamischen Mustern zu üben.

Der Dynamikindikator DI 1 wurde so konzipiert, daß neben normaler Verwendung in der Gehörlosen- und Schwerhörigenschule auch Forschungsaufgaben, die sich speziell mit Pegelverhältnissen von Sprachsignalen befassen, erfüllt werden können.

1. Dynamikindikator 1

Der Dynamikindikator besteht aus einem Grundgerät (Bild 1, Übersichtsschaltbild 2) mit einem dynamischen Mikrofon und einer zusätzlich anschließbaren Leuchtsäule. Auf der Frontplatte sind angeordnet: ein in dB geeichtes Anzeigeinstrument zur Messung des Schalldruckpegels, eine Anzeigelampengruppe zur optischen Signalisierung von 3 Schalldruckbereichen — zu leise, normal, zu laut —, 3 dazugehörige Regler für eine Einstellung der Schwellwerte innerhalb der Schalldruckbereiche, ein Regler zur Einstellung der Schwellwerte, eine Taste zum Einschalten des Einstellgenerators und eine Taste zum Ein- und Ausschalten des Geräts. Komplettiert wird die Frontplatte durch eine Grafik, die die Funktion des Schalldrucks $L = f(t)$ mit den 3 Schalldruckbereichen veranschaulichen soll.

Bild 2. DI 1 Übersichtsschaltbild



Zur Verdeutlichung der Meßaufgabe, die mit dem Dynamikindikator erfüllt werden kann, und um auch mögliche Einstellfehler zu vermeiden, sind die Bereiche auf der Grafik, die entsprechenden dB-Werte auf der Instrumentenskale und die Skalen der Schwellwertregler mit jeweils derselben Farbe gekennzeichnet (zu laut: rot, normal: grün, zu leise: gelb). Die Linienmarkierungen auf der Grafik, den Reglerskalen und der Instrumentenskale entsprechen für „zu leise" bzw. „normal" und „zu laut" einem mittleren Wert für den Schalldruckpegel (bezogen auf konstanten Mikrofonabstand) und kennzeichnen die Ansprechschwellen der Anzeigelampen für die Grundeinstellung.

Für den Durchschnittspegel des leisen Sprechens bei Männern und Frauen gibt *Tarnoczy* einen Wert von 66 dB an. Dieser Wert ist für die durchschnittliche Sprechintensität einer Person, gemessen in 30 cm Abstand vom Mikrofon, umgerechnet. Die normale Sprechlautsärke liegt bei Männern bei 74 dB und bei Frauen bei 72 dB; die Lautstärke des lauten Sprechens beträgt bei Männern 82 dB und bei Frauen 78 dB [4]. Angaben über Sprechintensitäten bei normalhörigen und hörgeschädigten Kindern liegen bisher nicht vor.

Von *Jatho* werden dynamische Unterschiede in einem gesprochenen Satz mit etwa 30 dB angegeben [5]. Maximale Dynamikbreiten von Sprache liegen nach *Kruschwitz* bei einer ruhig sprechenden Person bei 45 dB und bei einer leise sprechenden Person bei 30 dB. Bei einer sehr laut sprechenden Person können sie 60 dB erreichen [6]. Wenn Schalldruckpegel im Zusammenhang mit Hörvorgängen genannt werden, ist zu berücksichtigen, daß sich solche Angaben in der Regel auf das ungestörte Schallfeld in Abwesenheit des Hörenden beziehen. Auftretende Schalldruckpegel am Ohr können um mehr als 10 dB vom Pegel im ungestörten Schallfeld abweichen.

Wichtig für den schulischen Einsatz akustischer Anzeigegeräte ist die Kenntnis über den zu erwartenden Störschallpegel. *Meister* gibt eine Zusammenstellung charakteristischer Störschallpegel in Unterrichtsräumen [7]. Danach schwankt der Grundpegel von Störgeräuschen zwischen 40 dB bei ruhigen und 50 dB bei lauten Schulen.

Entsprechend diesen Festlegungen wurde der Anfang des Meßbereichs des DI 1 auf 48 dB gelegt; die Meßbereichsbreite wurde zu etwa 40 dB bestimmt (vgl. Bild 5).

2. Dynamikindikator 2

Bald zeigte sich, daß der Einsatz eines solchen Dynamikindikators zur Stimulierung der Sprechfreude überhaupt und zu einer gezielten Beeinflussung der Sprechdynamik hervorragend geeignet ist. Es wurde aber auch deutlich, daß der DI 1 wohl für Forschungszwecke ein geeignetes Instrument darstellt, aber für den breiten pädagogischen Einsatz zu kompliziert ist. Daher wurde eine zweite, veränderte und den praktischen Erfordernissen mehr angepaßte Entwicklung vorgestellt (Bild 3). Der DI 2

wird ab I/82 von der Fa. Schmidt-Elektronik, 7222 Groitzsch bei Leipzig, produziert.

Der anzuzeigende Bereich von 40 dB wurde beibehalten (vgl. Bild 5), allerdings in einer 5stufigen Unterteilung. Der konstruktive Aufbau ist der ersten Entwicklung sehr ähnlich. Auf der Frontplatte befinden sich: das Lampenfeld zur optischen Signalisierung von jetzt 5 Schalldruckbereichen, eine Grafik, die die Funktion des Schalldrucks darstellt und die Schalldruckbereiche in der Zuordnung zu den subjektiven Qualitäten (laut, normal, leise) veranschaulichen soll, Regler zur Einstellung der Empfindlichkeit und der Haltezeit und eine Einschalttaste.

Die Schwellwertschalter (*SS1* bis *SS5*, als Komparatoren geschaltete Operationsverstärker) steuern die Signallampen. Dabei hat jeder Schwellwertschalter einen von außen nicht zugänglichen Einstellwiderstand, mit dem das Aufleuchten der entsprechenden Signallampe dem dazugehörigen Eingangsspannungswert genau zugeordnet werden kann (Bild 4). Der Abstand der Ansprechschwelle von der nächsthöheren beträgt 6 dB und ist fest eingestellt. Es wird ein Gesamtbereich von etwa 40 dB erfaßt. Der obere Bereich ist nach oben nicht begrenzt (vgl. Bild 5). Die feste Vorgabe der 5 Ansprechschwellen stellt für den praktischen Einsatz unbedingt einen Vorteil dar. Dennoch kann der Pädagoge die Verbesserung der Sprechleistung quantitativ ermitteln. Das ist allerdings nicht so fein abgestuft wie beim DI 1 möglich, bei dem praktisch zwischen 60 und 90 dB mit den 3 Schwellwertreglern jede Ansprechschwelle einstellbar war. Auf eine Einstellmöglichkeit ist allerdings nicht verzichtet worden. Mit dem Empfindlichkeitsregler kann die Ansprechschwelle des unteren Bereichs (die für einen Mikrofonabstand von etwa 30 cm auf 60 dB festliegt) und damit der gesamte Dynamikanzeigebereich von etwa 40 dB um 6 dB nach unten und um 6 dB nach oben verschoben werden. Der Schwellenabstand von 6 dB innerhalb des gesamten Feldes bleibt dabei unverändert. Der Pädagoge hat damit die Möglichkeit, sich ohne aufwendige Einstellarbeiten dem hörgeschädigten Kind und in Grenzen auch der Raumakustik anzupassen bzw. auch einen unterschiedlichen Mikrofonabstand auszugleichen. Unter Berücksichtigung der bereits genannten Werte für Störschallpegel in Unterrichtsräumen und der bei der Erprobung des DI 1 gemachten Erfahrungen wurde für den DI 2 der Anfang des Meß- und Anzeigebereichs etwas höher als beim ersten Modell, nämlich auf 54 dB gelegt. Das Gerät kann weitgehend den unterschiedlichen in der Praxis vorkommenden Anforderungen, wie Demonstration von Schallpegel, Sprechübungen mit Wortbeispielen oder fortlaufendem Text, Anzeige von impulsförmigen Schallereignissen, Explosivlauten usw. angepaßt werden. Das betrifft auch das Anpassen an den Grad der Sprachstörung. Zu diesem Zweck läßt sich die Haltezeit der Anzeigelampen stufenlos zwischen 20 und 400 ns einstellen.

3. Schlußbemerkung

Durch den sinnvollen Einsatz von Dynamikindikatoren neben konventionellen Methoden und Verfahren zur Sprachkorrektur wird es möglich sein, die von der Norm abweichende Sprechdynamik des Hörgeschädigten durch Training zu korrigieren. Dabei lassen sich quantitative Aussagen über die Sprechleistungsverbesserung gewinnen. Durch Übung geprägte kinästhetische Muster können nach entsprechender Zeit die Kontrollfunktionen des Höranalysators z.T. übernehmen, so daß das technische Hilfsmittel entbehrlich wird. Eine Verbesserung der Sprechleistung Schwerhöriger und Gehörloser bedeutet auch eine Verringerung der Kommunikationsschwierigkeiten mit Normalhörenden. Diesem Punkt ist im Hinblick auf die Persönlichkeitsentwicklung besondere Beachtung zu schenken.

Eingegangen am 11. November 1981 NaA 8805

Literatur

[1] *Lindner, G.; Mehnert, D.:* Bedeutung elektronischer Hilfsmittel für die sprachliche Kommunikation zur Optimierung rehabilitativer Prozesse. Wiss. Zeitschr. d. Humboldt-Univ. Berlin. Gesellschafts-Sprachw. Reihe XXVII (1979) 2, S. 199 – 201

[2] *Martony, J.:* Visual aids for speech correction. Symp. on Speech Communication, ability and profound deafness. Stockholm 1970

[3] *Mehnert, D.:* Analyse des Sprachsignals in Anwendung auf Geräteentwicklungen für die Rehabilitationspädagogik. Wiss. Z. der Humboldt-Univ. Berlin. Gesellschafts-Sprachw. Reihe XXVII (1978) 3, S. 327 – 332

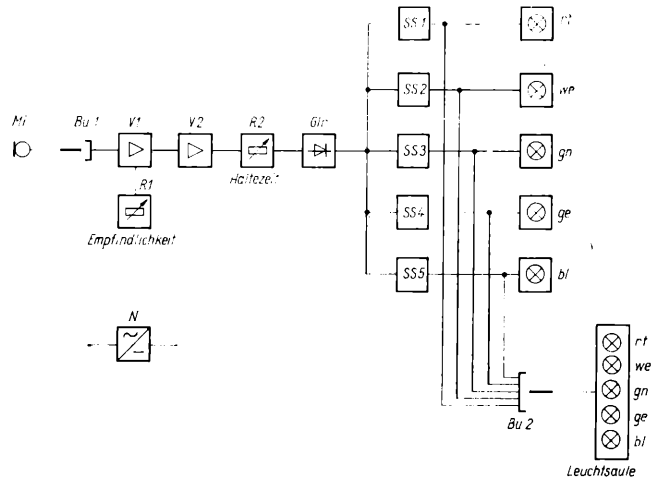


Bild 4. Übersichtsschaltbild DI 2

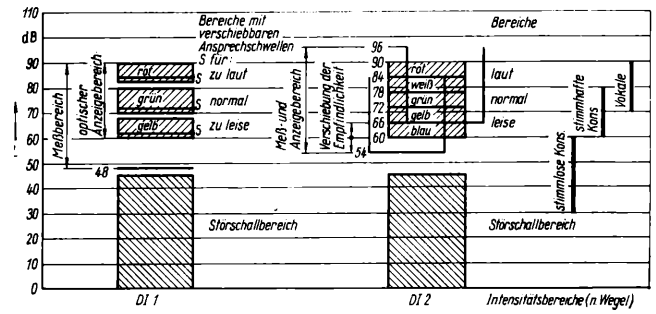


Bild 5. Meß- und Anzeigebereiche der Dynamikindikatoren DI 1 und DI 2

[4] *Tarnoczy, T.:* Neuere Ergebnisse der Sprechchor-Methode. Zeitschr. f. Phonetik, Sprachw. u. Kommunikationsforschung 15 (1962) 1/2, S. 53 – 64

[5] *Jatho, K.:* Die Beziehungen zwischen Lautstärkeausgleich und dem Energiespektrum der Sprachlaute. Arch. Ohr- usw. Heilk. 170 (1957) S. 487 – 497

[6] *Kruschwitz, M.:* Probleme der Aussteuerungskontrolle und der Speicherkapazität bei Tonband- und Schallplattenaufzeichnungen. radio und fernsehen 15 (1966) 18, S. 549 u. 550

[7] *Meister, F. J.:* Über Verfahren zur Beurteilung des Zeiteinflusses bei wechselnden Verkehrsbelastungen in Schulen. Acustica 20 (1968) 4, S. 224 – 231

Dr.-Ing. *Dieter Mehnert*, Humboldt-Universität Berlin, Sektion Rehabilitationspädagogik und Kommunikationswissenschaft, Bereich Technik, 1080 Berlin, Unter den Linden 9 – 11

Gera Diktat 2000 — eine neue Diktiergeräte-Generation

● Für eine neue Gerätegeneration der Diktiertechnik soll 1984 die Produktion im VEB Elektronik Gera aufgenommen werden. Als Datenträger werden Kompaktkassetten verwendet. Die Baureihe „Gera Diktat 2000" wird aus 3 Varianten bestehen: GD 2010 Komfortvariante, GD 2020 Standardvariante, GD 2030 Wiedergabegerät. Alle Varianten haben die gleiche Grundausstattung: Fernbedienungsmikrofon, Fußschalter, Stethoskophörer und Telefonadapter. Die Laufwerksteuerung erfolgt durch einen Mikroprozessor und ermöglicht auch Indexsuch- und -rücklauf sowie Schnellöschung. Zu den Gerätefunktionen gehören u.a.: Aufnahmeautomatik, elektrisches Zählwerk mit LCD-Display, Speichereinrichtung, programmierbares Bandrücksetzen. Der Frequenzbereich beträgt 0,3 bis 5 kHz, die Ausgangsleistung $>0{,}5$ W, die Leistungsaufnahme <20 W, die Masse 5,4 kg.

Wohin geht die Technologie der Zukunft?

W. Draeger, KDT, Leipzig

Bürgerliche Wissenschaftler prognostizieren einen Rückgang des Einflusses der Technologien der Produktion. *Bell* sieht die Zukunft im Übergang von der Produktions- zur Dienstleistungswirtschaft und folgert daraus die dominierende Rolle der „intellektuellen Technologie" [1]. *Schaff* leitet aus der Entwicklung der Mikroelektronik sogar den Verlust nicht nur der produktiven, sondern aller Arbeit ab, die man durch „kreative und unterhaltsame Beschäftigung" außerhalb der Arbeit ersetzen müsse [2].

In der Betriebspraxis trifft man häufig die Auffassung an, daß nur der speziellen oder Zweigtechnologie eine Zukunft sicher ist, denn sie allein sei konkret und damit produktiv wirksam.

Schließlich gibt es auch viele Stimmen, vor allem in den westlichen Ländern, die auf die zerstörende, schädigende Wirkung der Technologien, namentlich der Produktionstechnologien nachdrücklich verweisen. In der Studie „Global 2000" ist das mit zahlreichen Technologien der unterschiedlichen Produktionszweige derart prognostiziert. Zunehmende Brennstoffknappheit, Luft- und Wasserverunreinigung, Pflanzen- und Tierdezimierung, Ausbreitung der Wüsten, Mißernten und andere Naturkatastrophen seien technologisch bedingt [3].

Was wird also mit der Technologie? Wo liegt ihre Perspektive?

Feld der Technologie

Zunächst muß man die Technologie auf das ihr tatsächlich zukommende Feld eingrenzen. Man kann nicht die gesamte gesellschaftliche Entwicklung auf die Technologie reduzieren und ebensowenig alle gesellschaftlichen Erscheinungen technologisch erklären. *Marx* verband die Entstehung der Wissenschaft Technologie mit dem Aufkommen der großen Industrie und schrieb: „Die Technologie entdeckte ebenso die wenigen großen Grundformen der Bewegung, worin alles produktive Tun des menschlichen Körpers, trotz aller Mannigfaltigkeit der angewandten Instrumente, notwendig vorgeht" [4]. Er stützte sich dabei auf die Arbeiten derjenigen, die erste Schritte zur Herausbildung der Wissenschaft Technologie als Zeichen eines bedeutenden Reifeprozesses in der Produktionstechnologie unternahmen. Zu nennen sind hierfür:

— *Réaumur*, der 1757 mit einer „Beschreibung der verschiedenen Künste und Handwerke" erste Vergleiche von Produktionsverfahren vornahm (Paris, 1761 ff.);

— *Beckmann*, der eine systematische Ordnung der produktiven Verarbeitungsprozesse vorstellte und den Begriff der Technologie dafür einführte (Göttingen, 1777);

— *Borgnis*, der in seinen 8 Bänden zur technischen Mechanik auch deren verbindende Verfahren beschrieb (Paris, 1818 ff.);

— *Poppe*, der eine umfassende allgemeine Technologie, als vergleichende der Produktionsverfahren, beschrieb (Stuttgart/Wien, 1833) und

— *Karmarsch*, der die Aufdeckung objektiver Gesetze durch die allgemeine Technologie forderte und sie als „eigentliche wissenschaftliche Art" der produktiven Arbeit kennzeichnete (Hannover, 1825 ff) [5].

Indem sich *Marx* auf diese Erkenntnisse stützte, ging er gleichzeitig über sie hinaus und bestimmte ihren Platz als Element der Produktivkräfte, die nicht an sich, sondern stets unter bestimmten Produktionsverhältnissen wirken.

Von letzteren werden Ziel und wesentliche Bedingungen auch für jede Produktionstechnologie vorgegeben. Dieser Zusammenhang erscheint besonders bedeutsam. Ohne ihn sind unterschiedliche gesellschaftliche Wirkungen der gleichen Technologien in verschiedenen sozialen Ordnungen nicht zu erklären.

Ebenso ergeben sich daraus die verschiedenartigen Deutungen der zukünftigen Technologien, die für die Arbeit jedes Ingenieurs maßgeblich sind.

Vielfalt und typische Trends

Die Produktionstechnologie ist heute durch eine außerordentliche Vielfalt gekennzeichnet. Ihre Differenzierung geht voran. Ihre Ausbreitung auf nichtproduktive Bereiche kann beobachtet werden. Ungünstige Arbeitsbedingungen und Umweltzerstörungen erschweren es noch, ihre weitere Entwicklung aufzudecken. Dennoch lassen sich aus den vielfältigen, oft widersprüchlichen Entwicklungen, Trends erkennen, die immer mehr typisch sind. Als solche zeigen sich:

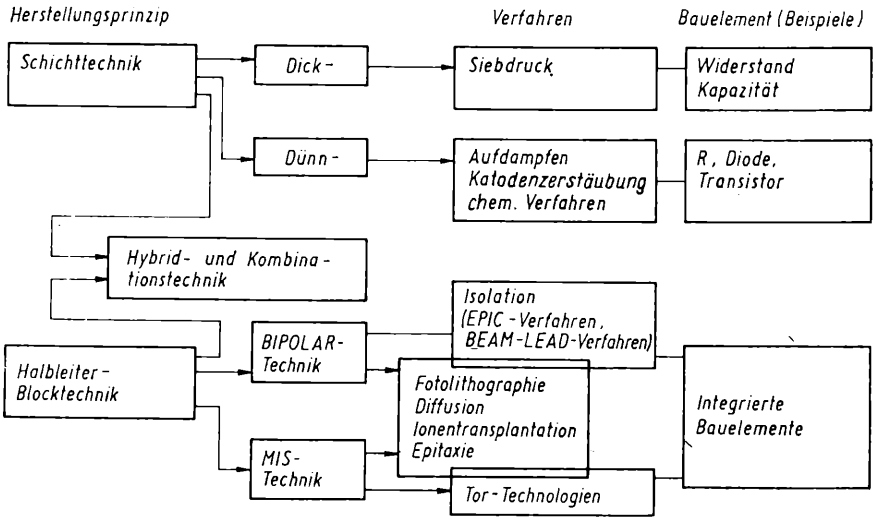
1. Verringerung der Anzahl der Bearbeitungsstufen

Der Fortschritt zur stufenärmeren Technologie der Produktion ist direkt mit der Automatisierung verbunden. Automaten lassen sich über viele Jahrtausende zurück verfolgen (Tafel 1). Erst mit der wissenschaftlichen Begründung ihrer Elemente gehen sie über die Wirkung von Maschinen wesentlich hinaus. Dadurch ermöglicht die Automatisierung die Einsparung ganzer Prozeßstufen. Mit hochentwickelten Arbeitsgegenständen läßt sich die

Tafel 1. Beispiele von Automaten in der Geschichte

Anwendung (Zeit)	Kennzeichen Meßfühler	Steuerglied	Stellglied	Objekt der Automatisierung
1. Tierfallen				
— Hasenfallen	Auslösestab und Schnur	Stellholz und Führungsstück	Preßlast	Tierjagd
— Armbrustfallen (20000 v. u. Z.)	Stellholz	Zunge und Sehne	Bogen und Querbalken	Tierjagd
2. Mühlen				
— Windmühle	Flügel an Welle mit Nocken	Hülse	Rutsche	Mahlen
— Wassermühle (ab 8. Jh. v. u. Z.)	Rad an Welle mit Nocken		Hammer	Schmieden
3. Münzautomat 3. Jh. v. u. Z.	Hebel	Ventil am Wasserbehälter	Wasserrohr	Weihwasservergabe
4. Wasseruhr (2. Jh. v. u. Z.)	Schwimmer	Gefäßöffnung/ Hohlkegel	Kegelspitze	Zeitanzeige
5. Hodometer (Taxometerwagen) (1. Jh. v. u. Z.)	Stift an Radspeiche	Zahnrad und Schnecke (Getriebe)	Kugeln und Zeiger (Zählwerk)	Radbewegung (Entfernungsmessung)
6. Dochtregulierung (1. Jh.)	Schwimmer	Zahnradstange	Zahnrad	Lampendochtbewegung
7. Türöffner (1. Jh.)	Luftdruckbehälter	Wasserleitung	Kettenbehälter (Gewichte)	Öffnen der Kirchentüren
8. Mechan. Uhr (9. Jh. bzw. 17 Jh.)	Gewichte Federwerk	Pendel Unruhe	Räderwerk Räderwerk	Zeitanzeige
9. Füllhalter (12. bzw. 16. Jh.)	Schreibspitze Schreibfeder	Faden	gefüllte Rohre Tintenfüllung	Schreiben
10. Springbrunnen mit Spritzen (18. Jh.)	Trittfläche	Feder und Drehachse	Wasserbehälter und Rohr	Wasserspiel

Bild 1. Produktionsverfahren der Mikroelektronik



gleiche Wirkung erzielen, sofern nicht sogar das Verfahrensprinzip verändert wird.

Auch das Zusammenlegen von Operationen gilt als Weg zur wirksamen Technologie [6]. Mit dieser Entwicklung wird der früher vorherrschenden Tendenz zunehmender Aufgliederung des Arbeitsprozesses entgegengewirkt. Die Verfahren der Mikroelektronik symbolisieren das besonders (Bild 1). Durch Fortfall z. B. des Prüfens und Verbindens erfolgt die Fertigung der Bauelemente in weniger Bearbeitungsstufen. Das erleichtert die Kontinuität der Fertigung, fördert konzentriertere Produktion und verringert körperlich schwere und geistig anspruchslose Arbeit.

2. Einsatz von Robotern

Mit Robotern lassen sich viele aufwendige Arbeiten rationalisieren. Mit der Programmierung dieser Manipulatoren (3. Generation) wird eine große Breitenwirkung erreicht. Man schätzt, daß dadurch in den nächsten 15 Jahren etwa 30% derzeitiger Arbeitsplätze ersetzt werden können. Diese Möglichkeit ist natürlich auch an wirksame Verfahren gebunden. Programmierbarkeit, Vereinheitlichung und Standardisierung vieler Arbeiten und eine effektive Organisation sind Voraussetzungen der vollständigen Nutzung der (oft sehr aufwendigen) Roboter (Bild 2).

Die schnelle Verbreitung der Roboter als hochentwickeltes Handhabungssystem ist ihrer vielfältigen Wirkung zuzuschreiben. Die Überschreitung der Grenzen menschlicher Leistungsfähigkeit, 2- bis 3fache Auslastung der Maschinen und Ausrüstungen, Arbeitskräftefreisetzung, gleichmäßige Qualität und steigendes Anforderungsniveau der Arbeit sind hierfür markant. Mit ihrer weiteren Vervollkommnung, *Ayres* spricht sogar von der „Roboterisierung" der Industrie, fürchtet man in den westlichen Ländern um die Zuspitzung des Beschäftigungsproblems [7]. Generell ist die Wirkung der Roboter im wesentlichen an mechanische Verfahren gebunden. Hier liegt auch eine objektive Grenze ihrer Wirksamkeit.

3. Übergang zu nichtmechanischen Verfahren

Er erfolgt durch Technologien, die auf foto-, elektro- oder anderen chemischen, optischen, elektronischen oder anderen physikalischen sowie auf biophysikalischen, bakteriologischen oder anderen biologischen Gesetzmäßigkeiten beruhen. Die Laser-Technologie ermöglicht beispielsweise schnelles Aufheizen, Schmelzen, Verdampfen und Schneiden von Metall, Glas und anderen Stoffen, Vermessungen in höchster Präzision und Geschwindigkeit und auch die gesteuerte Kernfusion [8].

Das Wirkungsfeld dieser Technologie liegt in allen produktiven Bereichen.

Die Produktionstechnologie basiert damit auf der Nutzung aller Bewegungsformen der Materie, die *Engels* erstmalig 1875 systematisierte. Die Einbeziehung immer komplizierterer Bewegungsformen in die technologischen Prozesse (einschließlich biologischen) ist mit der Nutzung atomarer und subatomarer Erscheinungen, also mit der Kombination mehrerer Bewegungsformen der Materie verbunden [9]. Diese Entwicklung führt auch zur Überwindung der inneren Grenzen mechanisierter Produktion, werden doch speziell mit der Automatisierung immer mehr nichtmechanische Wirkprinzipien verwandt.

4. Kombination mehrerer Technologien

Es gibt in allen Perioden Kombinationen verschiedener Technologien, die Ausdruck des Ineinandergreifens der einzelnen Bewegungsformen der Materie sind. Heute erreicht dieser Trend an Breite und Tiefe neue Dimensionen. Zum Beispiel ermöglicht die Kombination spanabhebender mit höheren physikalischen und chemischen Verfahren die Reduzierung der aufwendigen Spanung und die gleichzeitige Oberflächenbehandlung. Geotechnologische Verfahren des Untertage-Schmelzens oder des

Merkmale	Etappen		
Generation	Erste	Zweite	Dritte
Zeitraum im 20. Jahrhundert	ab 70er Jahre	ab 80er Jahre	ab 80er/90er Jahre
Leistungsfähigkeit (Funktionen)	Ausführung programmierter mechanischer Operation (Programmgesteuerte Manipulation)	Ausführung von Operation mit Selbststeuerung durch Seh- und Fühlvermögen	Ausführung logischer Operation (Denkmaschine)
Bedingungen	Programm durch pneumatische, mechanische und elektronische Elemente	Leistungsfähige Sensoren	Speicherraum in annähernder Größenordnung des menschlichen Gehirns, enorme Miniaturisierung Bauelemente
Wirkungsfeld (Anteil individueller Arbeitsplätze)	~2%	~10%	~30%

Bild 2. Entwicklungsetappen der Roboter

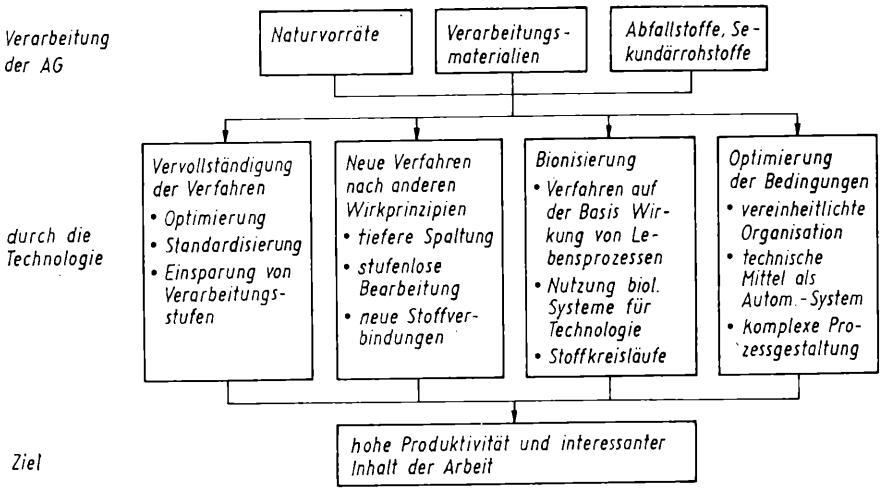


Bild 3. Entwicklungsrichtungen der Technologie

Hydroabbaus von Erzen sind andere Beispiele dafür. Die komplexe Nutzung aller Verfahren ist eines der Prinzipien, das *Kotelnikow* für die Erarbeitung des „Komplexprogramms des wissenschaftlich-technischen Fortschritts der UdSSR" durch mehr als zweitausend Wissenschaftler und Spezialisten betont [10]. Gesellschaftliches Eigentum und zentrale staatliche Planung der Produktion erweisen sich hier als direkte Bedingung der komplexen Nutzung neuer Trends der Technologie.

5. Wissenschaftlichkeit in Verfahren und Organisationen

Bereits die genannten Trends, insbesondere die Nutzung der höheren Bewegungsformen in den Produktionstechnologien und deren stärkere Kombination, bedingen die zunehmende wissenschaftliche Begründung der Technologien. Sie ist Ausdruck der Verwissenschaftlichung jeder Arbeit und läßt sich an der Bionisierung besonders verfolgen. *Hemptinne* räumt den Biotechnologen besondere Priorität ein [11].

Die Bionisierung führt die Menschheit in die Welt eines prinzipiell neuen materiellen Reichtums, der die Befriedigung der Bedürfnisse an Gütern organischer und nichtorganischer Herkunft ermöglicht, die physiologischen Fähigkeiten des Menschen erweitert, Materialarten hervorbringt, die nur geringer Bearbeitung bedürfen und damit die Herrschaft des Menschen über die Natur besonders veranschaulicht [12]. Die Umsetzung der Naturvorgänge in technologische ist ein sehr hoher Anspruch an deren theoretische Begründung. Sie zeigt jedoch die große Perspektive für alle stoffwirtschaftlichen und auch anderen technologischen Prozesse.

6. Vereinheitlichung der Technologie

Alle genannten Trends zeigen, daß der produktiven Nutzung der Naturwissenschaft durch die Zweigtechnologien eine Grenze gesetzt ist. Bionisierung ist im Rahmen von Zweigtechnologien überhaupt nur in Anfängen möglich. Sie schafft Stoffe und auch Bearbeitungsverfahren, die den Weg zu geschlossenen Produktionskreisläufen ebnen, also bis in die volkswirtschaftliche Ebene reichen. Bereits vorher, z. B. mit der umfassenden Verwertung von Sekundärrohstoffen, verbreiten sich einheitliche Ansprüche an Verfahrenslösungen. Das gleiche gilt für die Gestaltung der Produktionsorganisation, in der der volkswirtschaftliche Effekt gegenüber dem im Fertigungsabschnitt oder im Betrieb immer mehr den Vorrang erhalten muß.

Die allgemeine Technologie kann nicht schlechthin an die Stelle vieler Zweigtechnologien treten. Sie muß ein qualitativ höheres Niveau der Produktionstechnologien erzeugen. Zweigtechnologien erhalten damit einen anderen Platz als gegenwärtig. Das Typische wird allmählich (in einem langen Zeitraum) zur dominierenden Tendenz. Das jeweilige Produktionsverfahren, das immer konkret ist, trägt damit immer mehr gleiche, typische Züge.

Neuer Typ der Produktionstechnologie

Die Vereinheitlichungstendenzen werden im sozialistischen Wirtschaftssystem durch einheitliche Erzeugnis- und Verfahrenssysteme besonders wirksam. Das einheitliche System der elektronischen Rechentechnik (ESER) der Länder des RGW symbolisiert diese Entwicklung. Hier gewinnen die neuen Tendenzen in der Arbeit der Ingenieure immer mehr an Bedeutung (Bild 3).

Alle Tendenzen künftiger Entwicklung beweisen, daß der Produktionstechnologie eine große Rolle zukommt und sich das Einheitliche, Typische in ihr immer mehr verstärkt. Die Produktionstechnologien sind neuen Ansprüchen gegenübergestellt. Die Herausbildung eines neuen Typs der Produktionstechnologie wird zum Hauptfeld der Ingenieurarbeit. Für diese Technologien lassen sich typische Merkmale wie folgt umreißen:

— Durch die zunehmende Nutzung der höheren Bewegungsformen der Materie vollzieht sich der Übergang von vorwiegend mechanischer zu vorwiegend nichtmechanischer Bearbeitung der Stoffe und Materialien. Auf der Basis hochentwickelter physikalischer, chemischer und biologischer Produktionsverfahren erfolgt die weitere Umwandlung von natürlichen in industrielle Prozesse.

— Die Produktionstechnologie wird neben der Effektivität der Arbeit auch deren Inhalt erweitern. Mit komplexeren Arbeitstätigkeiten werden gleichsam hohe Qualifikationsansprüche begründet. Das wiederum fördert die Arbeitsmotivation der hochqualifizierten Werktätigen.

— In geschlossenen Produktionskreisläufen erfolgt die Verarbeitung der Natur ohne ihre weitere Zerstörung, ohne massenhaftes Ausscheiden von Exkrementen. Sekundärrohstoffe werden in diese Kreisläufe wieder einbezogen. So wird das biologische und geologische Gleichgewicht der Natur erhalten.

Ein derartiger Typ der Produktionstechnologie ermöglicht der Gesellschaft einen umfassenden und dauerhaften Aufstieg. Er bedingt gesellschaftliches Eigentum und die zentrale staatliche Planung, die auch die Gestaltung der Technologien nach gesellschaftlichen Gesamtinteressen ermöglichen. Dieser Typ der Technologie symbolisiert ebenso ein neues Verhältnis zwischen Wissenschaft und Produktion. Deshalb schrieb *Marx*, daß die „Schöpfung des wirklichen Reichtums ... abhängt vom allgemeinen Stand der Wissenschaft und dem Fortschritt der Technologie oder der Anwendung dieser Wissenschaft auf die Produktion" [13].

Dem entspricht die Orientierung des X. Parteitages nach immer gründlicherer wissenschaftlicher Begründung aller Technologien.

Literatur

[1] *Bell, G.:* The Coming of post – industrial society. New York: 1973, S. 14
[2] *Friedrichs, G.; Schaff, A.:* Auf Gedeih und Verderb. Mikroelektronik und Gesellschaft. Wien – München – Zürich: Europaverlag 1982, S. 353 ff.
[3] Global 2000. Der Bericht an den Präsidenten (der USA). Frankfurt/Main 1981, S. 19 ff.
[4] *Marx, K.:* Das Kapital, Bd. 1, MEW Bd. 23. Berlin: Dietz Verlag 1977, S. 510
[5] *Draeger, W.:* Technologie im Blickfeld des Ingenieurs. Leipzig: 1983, S. 61 f.
[6] *Schaumjan, G. A.:* Automaten. Berlin: 1956, S. 17
[7] *Melichow, S.:* Das Jahr 2000: Mensch, Wissenschaft, Technik. Wissenschaft in der UdSSR 2 (1982) 3, S. 101
[8] *Bassow, N.:* Gebändigtes Licht. Wochenpost 26 (1979) 51, S. 16 ff.
[9] *Iwanow, B. I.; Tscheschew, W. W.:* Entstehung und Entwicklung der technischen Wissenschaften. Moskau – Leipzig: 1982, S. 242

Fortsetzung auf Seite 389

Einführung in die Programmiersprache PASCAL

G. Paulin, H. Schiemangk, Berlin

Teil 2

4. Globale Programmstruktur

Das einführende Beispiel des vorigen Abschnitts zeigte, daß einfache PASCAL-Programme ohne besondere Ausbildung in dieser Programmiersprache verstanden werden können. An Hand dieses Beispiels soll nun auch der prinzipielle Aufbau eines jeden PASCAL-Programms beschrieben werden.

Die Aufgabe, einen Algorithmus für die rechentechnische Behandlung eines Problems zu formulieren, umfaßt zwei Teilaufgaben:

1. Beschreibung von Objekten
2. Manipulationen mit diesen Objekten, die in einer bestimmten Reihenfolge vorzunehmen sind.

Es muß also von einem Programm erwartet werden, daß darin Datenbeschreibungen/Objektbeschreibungen und Aktionen codiert sind.

Darüber hinaus müssen in dem Programm Beziehungen zu Datenspeichern hergestellt werden, die während der Abarbeitung des Programms benötigt werden, um von außen Werte (Eingabedaten) zur Verfügung zu stellen oder nach außen abzugeben (Ausgabedaten, Ergebnisdaten). Hierfür gilt die verallgemeinernde Sprechweise, daß in dem Programm die Möglichkeit besteht, die Arbeit mit Files zu notieren. So betrachtet, ordnen sich Files den Objekten zu, mit denen im Programm gearbeitet wird. Zu den Objekten sind zu zählen:

- Konstanten
- Beschreibungen von Definitionsbereichen für Variablen
- Variablen
- Routinenbeschreibungen (Vereinbarungen von Prozeduren und Funktionen sowie Standardroutinen).

Die Aktionen, die mit diesen Objekten (nicht jede Aktion mit jedem Objekt) ausgeführt werden können, lassen sich klassifizieren als

- Transferoperationen
- Programmablauf-Steuerungsaktionen (Programmverzweigungen, Aktivieren von Routinen)
- Wertzuweisungen
- Berechnen von Werten (Auswerten von Ausdrücken).

In einem PASCAL-Programm sind diese beiden Programmteile klar getrennt. In dem Beispiel aus Abschnitt 3 ist die Leerzeile 18 die Trennlinie. Bis zu dieser Stelle sind „Objekte" beschrieben: die Konstante DT, die Variablen T, I, J, A, die Definitionsbereiche und die Strukturierung der Variablen durch REAL, INTEGER und ARRAY (.1..4.) OF REAL, letztlich die Funktion F und die Prozedur LZ. In den Zeilen 19 bis 40 sind die Aktionen, die das Programm ausführt, verschlüsselt. Das Programm als Ganzes läßt sich als ein Satz betrachten, der in der Sprache PASCAL formuliert ist. Dieser Satz hat den im Bild 7 gezeigten Aufbau. Die syntaktischen Variablen *vereinbarungsteil* und *verbundanweisung* werden üblicherweise zusammengefaßt und mit *block* bezeichnet (Bild 8). Außerdem wird der Text, der den Namen des Programms darstellt (*bezeichner* im Bild 7) und die Information über die Verbindung des Programms mit Files (*bezeichnerliste*) als *programmkopf* bezeichnet

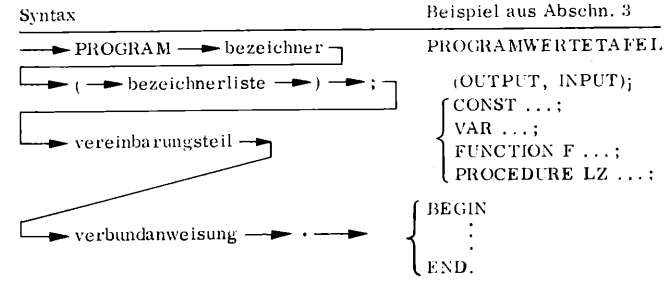


Bild 7

Bild 8

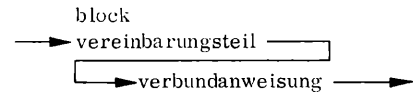
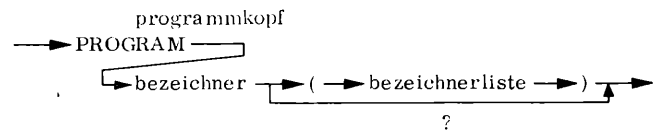


Bild 9



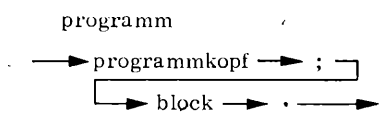


Bild 10

(Bild 9), so daß die syntaktische Struktur eines Programms durch das Syntaxdiagramm im Bild 10 dargestellt ist. Die mit einem Fragezeichen gekennzeichnete Linie bedeutet, daß die Konstruktion implementationsabhängig ist.

Zu bemerken ist noch, daß auch jede Routinenbeschreibung entsprechend aufgebaut ist. Dem *programmkopf* entspricht dann ein ähnlich gebildeter *routinekopf*, dem *routinekopf* folgt ein *block*. Weil der *block* den oben besprochenen Aufbau hat, können darin weitere Routinen beschrieben werden, so daß eine Hierarchie ineinandergeschachtelter Routinen aufgebaut werden kann. Das wird in dem Zusammenhang mit dem Routinenkonzept ausführlich erläutert werden.

5. Datenvereinbarungen I

5.1. Konstantendefinitionsteil

Konstantendefinitionen haben den Sinn, symbolische Bezeichnungen für unveränderliche Werte einzuführen. Diese Bezeichnungen dürfen dann im folgenden Programmtext wie Literale (wie Notierungen der Konstanten) benutzt werden. Das Ändern einer Konstantendefinition bewirkt bei einer Neuübersetzung, daß an jeder Stelle, an der der Konstantenbezeichner benutzt wird, der veränderte Wert die Konstante repräsentiert. Im Bild 11 ist die Syntax des Konstantendefinitionsteils angegeben. Die darin vorkommende syntaktische Variable *aufzählungskonstante* ist aus Gründen der Vollständigkeit aufgenommen worden, sie wird im Abschnitt 5.2 erklärt.

5.2. Einfache Typen

Der Sinn von Typdefinitionen besteht darin, Mengen zu beschreiben, deren Elemente Variablen dieses Typs als Wert zugewiesen werden können. Das heißt also, daß durch eine Typdefinition der Definitionsbereich von Variablen fixiert wird. Der in einer Typdefinition beschriebenen Menge von Elementen wird ein Name zugeordnet, der im weiteren diese Menge symbolisiert. Typen werden unterteilt in einfache Typen, strukturierte Typen und Zeigertypen. Vorerst werden nur einfache Typen erläutert.

Fortsetzung von Seite 388

[10] *Melichow, S.:* a.a.O., S. 99
[11] *Hemptinne, Y. de:* Current Trends in the Field of Science and Technology Policies. UNESCO/N.S./ROU/532. Paris 1982
[12] *Lebedew, W. G.*, u.a.: Die wissenschaftlich-technische Revolution und die Vorzüge des Sozialismus. Berlin: 1977, S. 32
[13] *Marx, K.:* Grundrisse der Kritik der Politischen Ökonomie. Berlin: Dietz Verlag 1974, S. 592

Prof. Dr. rer. oec. habil. *Walter Draeger*, TH Leipzig, 7030 Leipzig, Karl-Liebknecht-Str. 132

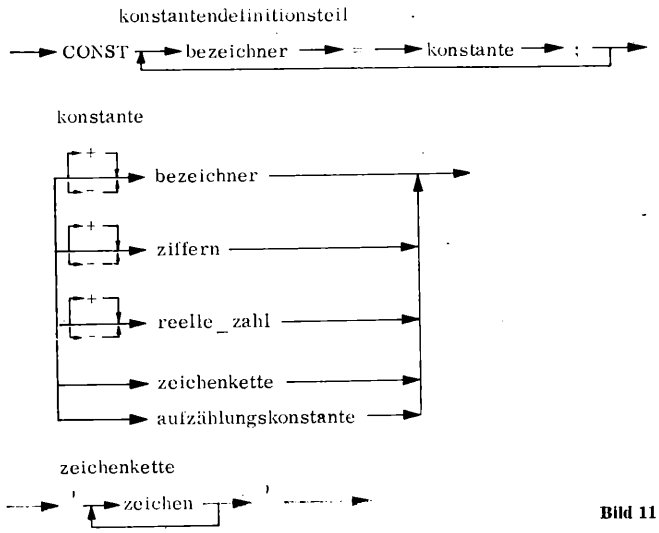


Bild 11

5.2.1. Standardtypen

Eine jede Implementation einer Programmiersprache legt eine in der Sprache zu benutzende Zeichenmenge fest, weiterhin die Menge der ganzen Zahlen und die Menge der Gleitkommazahlen, die bei dem konkreten Anlagentyp als Darstellungen für reelle Zahlen verwendet werden. Die so — gewissermaßen durch Ausschöpfungen der Hardware — definierten Mengen werden durch Standardtypbezeichner identifiziert. In PASCAL werden dafür die Typbezeichner CHAR, INTEGER und REAL verwendet. Sie gelten in jeder PASCAL-Implementierung als vordefiniert. Die Werte des Typs CHAR werden durch die in Apostrophe eingeschlossenen Zeichen ausgedrückt.

Darüber hinaus gilt der Typbezeichner BOOLEAN als definiert. Die Wertmenge dieses Typs enthält zwei Werte, die durch die ebenfalls vordefinierten Bezeichner FALSE und TRUE gekennzeichnet werden (Wahrheitswerte).

Die Elemente der durch den Typ CHAR definierten Menge sind geordnet auf Grund des Codes, der intern zur Zeichendarstellung in der PASCAL-Implementierung benutzt wird. Die Ordnung für den Typ BOOLEAN ist durch die Festlegung gegeben: FALSE vor TRUE.

5.2.2. Skalartypen

Einem praktischen Programmierbedürfnis kommt die Sprache PASCAL dadurch entgegen, daß sie erlaubt, Typen einzuführen, deren Werte Bezeichner sind. Die syntaktische Notation zeigt Bild 12.

Beispiele:
1. (JAN, FEB, MAE, APR, MAI, JUN)
2. (U28N, K16T, U500, U501)

Die Anordnung in der Liste definiert auch die Ordnungsrelation. Die Standardtypen INTEGER, CHAR und BOOLEAN werden zu den Skalartypen gezählt. Die Elemente von Skalartypen heißen in der Syntax *aufzählungskonstanten*.

5.2.3. Teilbereichstypen

Aus den Elementen von Skalartypen lassen sich durch das Herauslösen von Wertefolgen Teilbereichstypen bilden. Die Elemente eines Teilbereichstyps werden durch Angabe des ersten und des letzten Elements beschrieben (Bild 13).

Beispiele
1. —1 .. 99
2. 1970 ... 1980
3. APR .. JUN

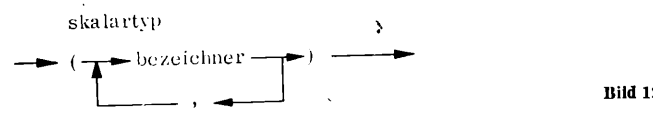


Bild 12

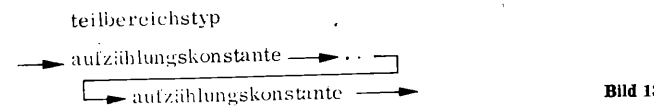


Bild 13

5.3. Typdefinition

In einer Typdefinition wird für einen Typ ein Bezeichner eingeführt. Die Syntax zeigt Bild 14.

Die letzte Zeile im Diagramm im Bild 14 sagt aus, daß ein definierter Bezeichner eines einfachen Typs auch rechts vom Gleichheitszeichen in der Typdefinition auftreten kann. Im übrigen erfolgt die Einschränkung auf *einfacher_typ* nur aus didaktischen Gründen. Später wird gezeigt, daß auch andere Typen so definiert werden.

Typdefinitionen sind ein Kernstück von PASCAL. Es wird dem Lernenden deshalb empfohlen, sich über das Wesen dieser Sprachelemente gründlich klarzuwerden. Die folgenden Beispiele sollen das unterstützen.

Beispiele:

```
1. TYPE JAHR = (JAN, FEB, MAE, APR, MAI, JUN,
                JUL, AUG, SEP, OKT, NOV, DEZ);
     HJAHR1 = JAN .. JUN;
     HJAHR2 = JUL .. DEZ;
     TAGE = 1 .. 31;
```

Erläuterungen:
Die Elemente des Skalartyps JAHR sind explizit angegeben. HJAHR1 und HJAHR2 sind zwei Teilbereichstypen davon. TAGE ist Teilbereichstyp des Standardtyps INTEGER.

```
2. TYPE BUCHSTABE = 'A' .. 'Z';
     ZIFFERNZEICHEN = '0' .. '9';
     ZIFFER = 0 .. 9;
```

Erläuterungen:
Es werden drei Bezeichner für Teilbereichstypen eingeführt. Man beachte aber, daß ZIFFER die numerischen Werte von 0 bis 9 enthält, ZIFFERNZEICHEN die Zeichen '0' bis '9' der zugrundegelegten Zeichenmenge, also Teilmenge des Typs CHAR ist.

Beispiele für Konstantendefinitionsteile:

```
1. CONST N = 20;
         N1 = -N;
         X = 1.01;
         T = 'MAERZ 1983';
2. CONST MAX = 128;
         MIN = -MAX;
         PI = 3.1415927;
         ZEICHEN = ' ';
         KOMMA = ',';
         SINUS30GRAD = 0.5;
         APOSTROPH = '''';
```

Bemerkungen:
1. Soll ein Apostroph Element einer *zeichenkette* sein, so ist er doppelt anzugeben.
2. Innerhalb einer *zeichenkette* ist Zeilenwechsel nicht statthaft.
3. Das folgende Protokoll zeigt fehlerhafte Konstantendefinitionen und die Reaktionen des Übersetzers.

```
     Ø      PROGRAM FEHLERHAFTEKONSTANTEN
            (OUTPUT);
     1      CONST X = 2,5;
***** 1***                  !6! Ø
     2              I = ;
***** 2***                  !5Ø, Ø
     3              F = 1Ø.5E+8Ø;
***** 3***                        !2Ø3
     4              G = -F;
     5              H = H;
***** 4***                  !1Ø4
     6              C = 'A.B' C';
***** 5***                        !6! 2Ø2
     7      BEGIN
***** 6***          !Ø, 14
     8      1 END.
     6 LINES WITH 7 ERRORS FOUND IN THIS
       COMPILATION

ERROR MESSAGE(S):
 Ø: STABILIZATION POINT OF SYNTAX ANALYZER
    AFTER PRECEEDING
    ERROR
 6: ILLEGAL SYMBOL
14: '; ' EXPECTED
```

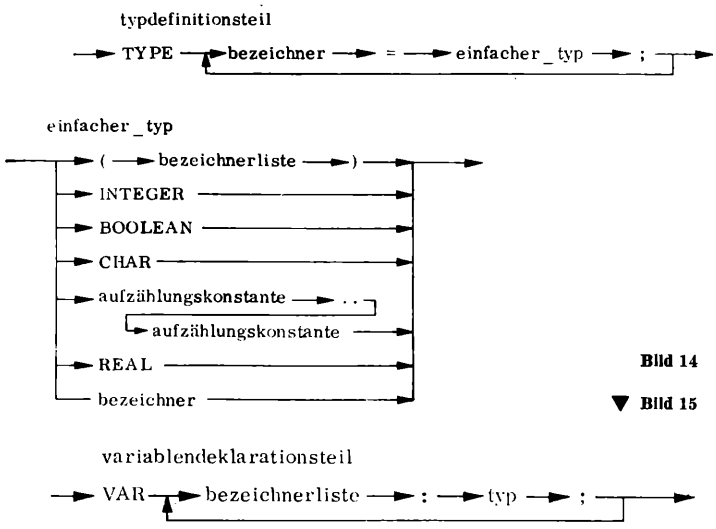


Bild 14

▼ Bild 15


```
 50: ERROR IN CONSTANT
104: IDENTIFIER NOT DECLARED
202: STRING CONSTANT MUST NOT EXCEED
     SOURCE LINE
203: NUMBER TOO LARGE
3. TYPE R = REAL;
         T = (JA, NEIN);
         TT = T;
```

Erläuterungen:
Hier treten auf der rechten Seite der Typdefinition zweimal (Typ-)Bezeichner auf.

4. Das folgende Übersetzungsprotokoll weist wieder einige Fehler in Typdefinitionen aus.

```
     0      PROGRAM FEHLERHAFTETYPEN
            (OUTPUT);
     1      TYPE
     2           WOCHE = (MO, DI, MI, DO, FR,
                          SA);
*** 1***                                  !2, 6! 0
     3           LEER = 0 .. -1;
*** 2***                                    !102
     4           U1 = (X, Y, Z);
     5           U2 = (U, V, W, X, Y);
*** 3***                                  !101! 101
     6      BEGIN
     7      1 END.
      3 LINES WITH 5 ERRORS FOUND IN THIS
        COMPILATION
ERROR MESSAGE (S):
  0: STABILIZATION POINT OF SYNTAX ANALYZER
     AFTER PRECEEDING ERROR
  2: IDENTIFIER EXPECTED
  6: ILLEGAL SYMBOL
101: IDENTIFIER DECLARED TWICE
102: LOWBOUND EXEEDS HIGHBOUND
```

Erläuterungen:
DO wird beanstandet, weil DO Transkription für **do** ist und nur in dieser Bedeutung verwendet werden darf (Abschnitt 1.2).
0 und —1 sind nicht in aufsteigender Folge angeordnet.
X und Y sind Aufzählungskonstanten des Typs U1. Sie repräsentieren damit Werte. Der Versuch, X und Y ein zweites Mal als Konstantenbezeichner in der Definition von U2 einzuführen, wird deshalb als fehlerhaft gekennzeichnet. Für sich betrachtet, sind die Typdefinitionen U1 und U2 syntaktisch richtig.

5.4. Deklaration von Variablen

Mit Variablen werden Programmgrößen bezeichnet, denen eine Menge von Elementen zugeordnet ist, die der Variablen als (aktuelle) Werte zugewiesen werden können. Zur Vereinbarung einer Variablen gehört demnach, einen Namen für die Variable einzuführen und durch Zuordnung eines Typs den Definitionsbereich festzulegen.
In PASCAL ist außerdem gefordert, daß
(1) der Anfang der Variablendeklaration durch VAR gekennzeichnet wird.
(2) Variablendeklarationen den Konstanten- und Typdefinitionen folgen.

Bild 15 zeigt die Syntax des Variablendeklarationsteils.
Im Augenblick soll unter *typ* ein *einfacher_typ* verstanden werden, wie er im Abschn. 5.2 dargestellt wurde.

Beispiel:

```
VAR X, Y: REAL;
    I1, I2, I3: INTEGER;
    Q: BOOLEAN;
    CH: CHAR;
    AZ: 'A' .. 'Z';
    J1983: JAHR;
```

Die letzte Zeile setzt voraus, daß JAHR an einer davorliegenden Stelle als Typbezeichner eingeführt ist.

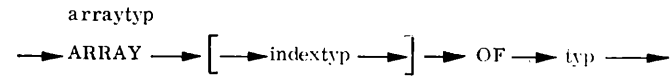
5.5. Definition von Feldern

Am Anfang der Betrachtung des Typkonzepts ist eine Unterteilung in einfache Typen, strukturierte Typen und Pointertypen vorgenommen worden. Die Zusammenhänge für einfache Typen zeigt Bild 16.
Außerdem kennt PASCAL [1] vier Arten strukturierter Typen, nämlich ARRAY-Typen, RECORD-Typen, SET-Typen und FILE-Typen. Der Sinn der ARRAY- oder Feldtypen besteht darin, Möglichkeiten für das Arbeiten mit Zusammenfassungen von Elementen gleichen Typs zu schaffen. ARRAY-Typen beschreiben also Vektoren und zwei- oder mehrdimensionale Matrizen.

5.5.1. ARRAY-Typen

Durch ARRAY-Typen werden der Umfang von Feldern und die Struktur der Definitionsbereich der Komponenten festgelegt. In der üblichen mathematischen Symbolik bezeichnet man ein n-Tupel von Zahlen als Vektor; die n Komponenten unterscheidet man durch die Angabe von Indizes. Sei $v = (v_1, v_2, \ldots, v_n)$ ein solcher Vektor, so heißen die v_i seine Komponenten. Ein rechteckiges Zahlentableau nennt man Matrix, die Elemente werden durch zwei Indizes identifiziert, wobei der erste Index die Zeilennummer, der zweite die Spaltennummer bedeutet. Entsprechende Vereinbarungen gelten für mehrdimensionale Matrizen.
In PASCAL wird das Arbeiten mit Vektoren, Matrizen und mehrdimensionalen Feldern dadurch unterstützt, daß ARRAY-Typen definiert und Variablen deklariert werden können, denen ein ARRAY-Typ zugeordnet ist.
Zur Definition eines ARRAY-Typs gehört die Festlegung von Wertebereichen für die Indizes (eventuell für den Index) und die Spezifizierung des Typs der Komponenten. Formalisiert ist der ARRAY-Typ im Bild 17 dargestellt.
Der *indextyp* ist dabei ein vom Typ INTEGER verschiedener Aufzählungstyp (vgl. Abschn. 5.2.2).

Bild 17



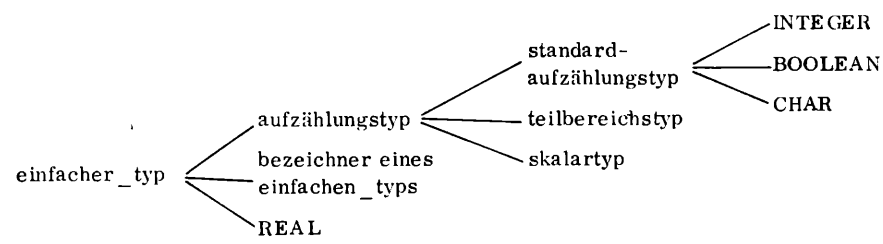


Bild 16

Beispiele:

1. ARRAY [1 .. 12] OF REAL
(Ein Feldtyp mit 12 Komponenten vom Typ REAL)

2. ARRAY [CHAR] OF INTEGER
(Ein Feldtyp mit 26 ganzzahligen Komponenten. Als Indizes sind die Zeichen aus der Zeichenmenge zu verwenden)

Einem ARRAY-Typ kann wiederum ein Name zugeordnet werden, z. B.

```
TYPE VEKTOR = ARRAY [1 .. 12] OF REAL;
     CF = ARRAY [CHAR] OF INTEGER;
```

Für die syntaktische Variable *typ* im Bild 17 sind keine Einschränkungen gemacht worden. Der Typ der Komponenten eines Feldes kann insbesondere wieder ein Feldtyp sein, also:

```
MATRIX = ARRAY [1 .. 10] OF VEKTOR;
```

definiert den ARRAY-Typ MATRIX als Vektor mit 10 Komponenten des Typs VEKTOR. Ausführlich geschrieben hieße das

```
MATRIX = ARRAY [1 .. 10] OF ARRAY [1 .. 12]
OF REAL;
```

Zur Vereinfachung darf geschrieben werden:

```
MATRIX = ARRAY [1 .. 10, 1 .. 12] OF REAL;
```

(Wie könnte Bild 17 ergänzt werden, um das auszudrücken?)

Allgemein gilt, daß die Typvereinbarung

```
TYPE T = ARRAY [T1] OF
         ARRAY [T2, T3, ..., TN] OF TO;
```

äquivalent ist zu

```
TYPE T = ARRAY [T1, T2, T3, ..., TN] OF TO;
```

Beispiele:

1.
```
TYPE AT1 = ARRAY [JAHR, TAGE] OF INTEGER;
     AT2 = ARRAY [1980 .. 1982, 1 .. 366] OF
           INTEGER;
     AT3 = ARRAY [1 .. N] OF BOOLEAN;
     AT4 = ARRAY [BOOLEAN] OF 1 .. N;
```

(Der Leser veranschauliche sich die ARRAY-Typen AT3 und AT4!)

2. Die folgenden Zeilen zeigen fehlerhafte ARRAY-Typen.

```
 Ø      PROGRAM FEHLERHAFTEARRAYS
        (OUTPUT);
 1      CONST N = 16;
 2            X = 1Ø.Ø;
 3      TYPE
 4            AØ = ARRAY (.1 .. 10.) OF REAL;
 5            A1 = ARRAY (.Ø .. 6.) OF AØ;
 6            A2 = ARRAY (.1 .. N, 1 .. N—1.)
                  OF CHAR;
***1***                                  !6!Ø
 7            A3 = ARRAY (.(JAN, FEB, MAE),
                  1 .. 31) OF Ø .. 1ØØØØ;
***2***                        !6!Ø, 12
 8            A4 = ARRAY (.Ø .. X.) OF REAL;
***3***                                  !1Ø3
   2 LINES WITH 4 ERRORS FOUND IN THIS
     COMPILATION
ERROR MESSAGE (S):
  Ø: STABILIZATION POINT
  6: ILLEGAL SYMBOL
 12: ') ' EXPEOTED
103: IDENTIFIER IS NOT OF APPROPRIATE CLASS
```

Eingegangen am 1. 11. 82 NaA 9041

Literatur: siehe Teil 1 der Folge im Heft 7

(Wird fortgesetzt!)

Fachtagungen

38. Popow-Tagung 1983

Der 1982 begonnene inhaltliche Zweijahresrhythmus der jährlich in Moskau stattfindenden Popow-Tagung wurde fortgeführt, so daß nur ein Teil der Sektionen der Popow-Gesellschaft zu Wort kamen. Trotzdem war die Breite außerordentlich groß und für den einzelnen Tagungsbesucher nicht überschaubar.

Es arbeiteten folgende Sektionen:

1. ASU (Automatisierte Steuerungssysteme) (Leiter: *W. I. Iwanizki*, 24 Vorträge)
2. Vermittlungstechnik und Nachrichtennetze (*O. N. Iwanowa*, 25)
3. Analogrechentechnik (*W. B. Uschakow*, 18)
4. Rechentechnik (*E. W. Jewreinow*, 33)
5. Informations- und Steuerungssysteme, Fernsteuerung (*W. J. Iljin*, 9)
6. Operationsforschung (*I. A. Uschakow*, 17)
7. Kybernetik (*B. S. Fleischmann*, 19)
8. Maschinelle Mittel und Methoden zur Lösung von Randwertaufgaben (*B. A. Wolynski*, 17)
9. Mehrkanal-Übertragung (*I. I. Grodnew*, 20)
10. Wissenschaftlich-technische Information (*G. S. Landsberg*, 11)
11. Wissenschaftliche Arbeitsorganisation (*N. M. Gubin*, 18)
12. Postnachrichtenwesen (*G. A. Jurasowski*, 11)
13. Industrielle Nachrichtentechnik (*W. M. Dmitratschenko*, 18)
14. Rundfunk, Elektroakustik, Schallaufzeichnung (*M. W. Gitliz*, 24)
15. Datenerfassung, -übertragung und -ausgabe in ASU (*W. I. Nasarow*, 13)
16. Fernsehen (*M. I. Kriwoschejew*, 18)
17. Verkehrstheorie (*A. D. Charkewitsch*, 19)
18. Theorie und Technik der diskreten Signalübertragung (*N. T. Petrowitsch*, 14)
19. Informationsspeicherung (*L. P. Kraismer*, 8)

In 2 Plenarsitzungen wurden 5 Vorträge gehalten

1. Plenarveranstaltungen

Der Präsident der Popow-Gesellschaft *W. I. Siforow* eröffnete und schloß die Tagung und berichtete in seinem Überblick, daß in mehr als 5000 Grundorganisationen über 680000 Mitglieder organisiert sind. Es waren Gäste aus Bulgarien, Ungarn, der DDR, DVR Korea, VR Polen, ČSSR, Finnland und Jugoslawien angereist. Vertreter waren aus 6 sowjetischen Ministerien, dem Staatlichen Komitee für Wissenschaft und Technik, der AdW der UdSSR, dem CCITT und dem CCIR anwesend. Es wurden neue Ehrenmitglieder der Gesellschaft aufgenommen. Insgesamt wurden auf der Tagung 320 Vorträge, davon 37 von Ausländern und 6 von Vertretern der DDR, gehalten.

Als Plenarvorträge wurden von *W. I. Siforow* „Die Informationswissenschaft und ihre Probleme" (s. u.), von *G. G. Kudrjawzew* (Stellv. Minister, der Vortrag wurde verlesen) „Die Nachrichtentechnik und die Rechentechnik; Probleme und perspektivische Entwicklungen" (s. u.), von *G. S. Juschkjawitschjus* „Perspektiven des Fernsehens in der UdSSR" (Thesen gedruckt vorliegend) und von K. *A. Semjonov* „Anwendung von Satelliten zur Erhöhung der Sicherheit bei der See- und Luftfahrt" (Thesen gedruckt vorliegend, sehr instruktiver Vortrag) geboten. *A. Pawljak* trug über die Arbeit des CCIR vor.

Zwei Plenarvorträge werden nachfolgend durch Thesen inhaltlich charakterisiert.

W. I. Siforow

Die Informationswissenschaft und ihre Probleme

— Die Informationswissenschaft entstand aus den Bedürfnissen der Journalistik und wurde wesentlich unter dem Aspekt der elektrischen Nachrichtentechnik gefördert. Heute wirkt sie mit allen Technik-, Natur- und Gesellschaftswissenschaften zusammen.

— Zu den beeindruckendsten Ergebnissen zählen die Erkenntnisse der Kosmosforschung und Radioastronomie.

— Die wichtigste Entdeckung der biologischen Wissenschaften in der jüngsten Zeit war die Entschlüsselung des genetischen Codes.

— Die moderne Nachrichtentechnik und Massenkommunikation ermöglichen den unmittelbaren Kontakt des größten Teils der Menschheit.

— Definition: Die Informationswissenschaft untersucht Pro-

zesse und Gesetze der Übertragung, Verteilung, Verarbeitung und Transformation von Informationen, außerdem Gesetzmäßigkeiten, die mit der Ausführung unterschiedlicher Operationen mit der Information verbunden sind.
(Neue Bezeichnung: Informalogie). Die Informatik untersucht die Struktur und allgemeine Eigenschaften der wissenschaftlichen Information sowie Gesetzmäßigkeiten der wissenschaftlichen Kommunikation und ist in diesem Sinn Teilgebiet der Informationswissenschaft (Vorschlag: Im Interesse der internationalen Verständigung sollten die Inhalte der Termini ausgetauscht werden).
— Gegenwärtig sind methodologische Untersuchungen zur Einordnung der Informalogie und Informatik in das System der Wissenschaften von großem Interesse.
— Der Autor nannte eine Reihe wichtiger Ergebnisse der letzten Jahrzehnte, darunter das in den 60er Jahren von *A. A. Charkewitsch* formulierte Gesetz, daß die Erfordernisse der Informationsübertragung etwa quadratisch zum Nationaleinkommen wachsen.
— Strategisch wichtigste Aufgabenstellungen sind:

1. Weitere Entwicklung der Theorie der Informationsprozesse und der Operationen mit Informationen in komplizierten Mehrkomponenten- und Mehrebenensystemen.
2. Herausarbeitung der Rolle von Informationsprozessen in der Entwicklung (evolutionär und revolutionär) verschiedener Bewegungsformen der Materie und Konstatierung neuer Formen.
3. Erhöhung der Effektivität von Informationsverarbeitungsprozessen, Suche nach Wegen zur Verarbeitung und Übertragung großer Datenmengen.
4. Erhöhung qualitativer Parameter bei Informationsprozessen (Sicherheit, Zuverlässigkeit, Störstabilität, rechtzeitige Übertragung, Ökonomie, Nutzerfreundlichkeit usw.).
5. Schaffung großer und extrem großer technischer Systeme zur Übertragung, Verteilung, Verarbeitung, Speicherung, Suche, Selektion u. a. von Informationen.
6. Weitere Vervollkommnung des Mensch-Maschine-Dialogs, insbesondere bei Mini- und Mikrorechnern.

— Die Lösung dieser Probleme ist sowohl heute als auch in Perspektivzeiträumen wichtig und enthält eine Reihe von Teilproblemen, die ihrerseits z. T. außerordentliche Größenordnungen haben. Einige typische Probleme wurden genannt (hierarchische Systeme, Lebensprozesse, Lichtleitersysteme, Infrastrukturen der Nachrichtensysteme, Mikroelektronik, künstliche Intelligenz).

G. G. Kudrjawzew

Die Nachrichtentechnik und die Rechentechnik: Probleme und perspektivische Entwicklungen

— Seit einigen Jahren übersteigt das Entwicklungstempo des Nachrichtenwesens in der UdSSR das anderer Wirtschaftszweige. Jeder Rubel, der in der elektrischen Nachrichtentechnik investiert wird, ergibt 2,5 bis 3 Rubel Einsparungen in der materiellen Produktion oder 3,5 Rubel Zuwachs des gesellschaftlichen Gesamtprodukts und 1,7 Rubel Zuwachs des Nationaleinkommens.
— Am EASS wird weiter gearbeitet. Die Anzahl der Fernleitungen wird verdoppelt, das Niveau der Automatisierung um 50 % gesteigert, die Anzahl der Telefone um 30 % (80 % davon in Wohnungen).
— Städtische Telefonnetze erfordern 400 Rubel je Anschluß, ländliche bis zu 800. Deshalb werden Lichtleiter und neue (mikroelektronische) Vermittlungseinrichtungen verstärkt benötigt. In Ortsnetzen ist eine Gesprächszeitmessung erforderlich.
— Die Rechentechnik kann sowohl zur Verbesserung der existierenden als auch zur Einführung neuer Dienstleistungen beitragen. Hauptziel sind die komplexe Automatisierung und die Reduzierung manueller Arbeit.
— 4 Gruppen von Aufgaben, die durch die Rechentechnik zu lösen sind:

1. Übertragung, Verarbeitung und Vermittlung von Nachrichten- und Postsendungen
2. Automatisierung der Bedienungs- und Abrechnungsprozesse
3. Wissenschaftliche Arbeitsorganisation, ASU
4. Automatisierung der Projektierung von Nachrichtensystemen.

Aus diesen Aufgaben folgen hohe Bedarfsstückzahlen, Zuverlässigkeits-, Homogenitäts- und Kompatibilitätsforderungen.
— Zur Erfüllung der Forderungen sind Rechnernetze nach dem Modell der Rechnerkollektive und Steuerrechnerkollektive besonders geeignet. Es werden 1 bis 2 Typen von Basisrechnern in einem Netz vereinigt, das eine Basis-Software hat, die zu 70 bis 80 % aus der Software der Mikrorechner besteht. Es werden typische Speicher- und Peripherielösungen geschaffen und durch Interfaces alle Koppelbedingungen erfüllt. Spezielle Anwenderprogramme unterstützen die Systeme.
Lokale Rechnersysteme werden zu verteilten Rechnernetzen zusammengefaßt, so daß eine Mehrebenen-Struktur nach dem Prinzip der hierarchischen, modularen Struktur mit hoher Dezentralisierung entsteht.

2. Besuchte Sektionen

Vom Berichterstatter wurden die Sektionen „Vermittlungstechnik und Nachrichtennetze" und „Verkehrstheorie" besucht und in beiden Sektionen vorgetragen.
In der Sektion 2 (*O. N. Iwanowa*) standen Probleme der Steuerung von Netzen und Vermittlungseinrichtungen im Vordergrund. Der Berichterstatter trug auf Anregung von Frau Prof. *Iwanowa* zum Thema „Ein dynamisches Modell für hierarchische Automatennetze" vor. Diesem Thema waren unter verschiedenen Aspekten auch die Vorträge von *Dedoborstsch/Nowoselzew* (Leningrad) und *Sacharow/Lochmotko* gewidmet, so daß sich eine längere Diskussion ergab.
In der Sektion „Verkehrstheorie" (*A. D. Charkewitsch*) standen Fragen der Dimensionierung von Vermittlungseinrichtungen und der Messung von Belastungsgrößen im Vordergrund. Vom Berichterstatter wurde zum Thema „Entwurf von Automaten auf der Grundlage von Restriktionen" vorgetragen.
Die Sektion „Kybernetik" konnte aus zeitlichen Gründen in diesem Jahr nicht besucht werden. Nach dem Programm standen Fragen der Ökologie, der Dynamik großer biologischer Systeme und der Auswertung von Satelliteninformationen (Monitoring) im Vordergrund.

3. Weitere Sektionen

Stichwortartig werden Schwerpunkte der nicht besuchten Sektionen an Hand des Tagungsprogramms genannt (die Vortragskurzfassungen liegen bei den Tagungsteilnehmern vor).

Sektion 1: Entwurfssysteme (CAD/CAM), Analyse von ASU, Meßsysteme (CAMAC), Datenfernverarbeitung
Sektion 3: Mensch-Rechner-Kommunikation, Hybridrechner und Software dazu, hybride und analoge Mikroprozessoren
Sektion 4: Rechnernetze (insbesondere homogene), Datenkommunikation und Software für allgemeine und spezielle Zielstellungen solcher Netze, Diagnose, Dialogmethoden der Simulation
Sektion 5: Meß- und Übertragungsprobleme (extrem inhomogen)
Sektion 6: Optimierung von Nachrichtennetzen, Flußprobleme in Graphen und Netzen
Sektion 8: Modellierung von Randwertproblemen auf Analog-, Hybrid- und Digitalrechnern sowie durch Netzprozessoren, breite Anwendungsaspekte
Sektion 9: Neue Apparaturen (K-1020 C, K-10800), Störungen und Störschutzmethoden, Lichtleiter
Sektion 10: Dokumentationssysteme, Datenbanken für spezielle Aufgaben, Terminologien
Sektion 11: Qualitätssicherung, Produktivitätserhöhung im Nachrichtenwesen
Sektion 12: Transport und Sortierung von Post, Optimierungsfragen und Prognosen
Sektion 13: Nachrichtensysteme in verschiedenen Industriezweigen
Sektion 14: Magnetische Aufzeichnungsverfahren, digitale Magnetaufzeichnung, Drahtfunk
Sektion 15: Dispatchersysteme, Datenkompression und -darstellung (u. a. für Luftraumüberwachung)
Sektion 16: Verarbeitung von TV-Signalen, Übertragung, Meßprobleme
Sektion 18: Signaltheorie, Störstabilität, Modellierung und Analyse von Signalen
Sektion 19: Fehler und Ausfälle in Speicherelementen, mehrwertige magnetische Speicherung. *D. Bochmann* NaK 9110

5. Internationales Symposium „Rechnernetze"

Das Zentrum für Rechentechnik der AdW der DDR veranstaltete vom 1. bis 4. März 1983 in Frankfurt (Oder) das 5. Internationale Symposium Rechnernetze. Das Symposium wurde durch die Arbeitsgruppe zu den Themen 2 und 13 des Programms „Automatisierung wissenschaftlicher Forschungen" sowie die Kommission „Wissenschaftliche Fragen der Rechentechnik" der Akademien der Wissenschaften der sozialistischen Länder unterstützt. An der Tagung nahmen Wissenschaftler aus der DDR, der Ungarischen VR, der VR Polen, der Sowjetunion und Kuba teil.

Im Mittelpunkt des Symposiums standen Ergebnisse von Forschungsarbeiten zu den Problemen

— Architektur offener Netze
— Rechnernetzprotokolle und -standards
— Datenübertragungsnetze
— verteilte Datenverarbeitung
— Nutzeranforderungen und Anwendungen
— neue Telekommunikationsmittel
— lokale Netze.

Zu den Fragenkomplexen

— Was sind die spezifischen Nutzeranforderungen an ein Rechnernetz und wie können die Entwickler sie erfüllen?
— Ist der Transportdienst die gemeinsame Grundlage für anwendungsorientierte Kommunikationsdienste?

wurde eine spezielle Diskussion durchgeführt.

Die Vorträge bestätigten, daß in den teilnehmenden Ländern in verstärktem Maß Forschungsarbeiten zum Aufbau von Rechnernetzen durchgeführt werden.

Im einzelnen wurden folgende Vorträge gehalten:

H. W. Meier (ZfR der AdW) gab einen Überblick über Entwicklungstendenzen auf den Gebieten Rechnernetze und Datenkommunikation und über die gegenwärtige Ausbaustufe des Rechnernetzes DELTA.

D. Hammer (ZfR der AdW) berichtete über den Zustand des Paketvermittlungsnetzes KOMET und Erfahrungen seiner Nutzung. Dabei ging er auch auf ein mit Prag durchgeführtes internationales Datenkommunikationsexperiment ein.

F. Bango des Verona (Kuba, z.Z. ZfR der AdW) sprach über die Nutzung eines Mikrorechners als Paketvermittlungseinrichtung und Ergebnisse dazu durchgeführter qualitativer Untersuchungen.

A. B. Martos (SZTAKI der UAW) stellte zwei verschiedene Architekturmodelle für mikrorechnergestützte Kommunikationsrechner einschließlich eines qualitativen Vergleiches vor.

H. M. Adler (ZfR der AdW) begründete, ausgehend von Anforderungen an und Eigenschaften von Paketvermittlungsnetzen, die Notwendigkeit verschiedener administrativer Funktionen und ging auf deren Realisierung im Paketvermittlungsnetz KOMET ein.

N. Mehlhorn (IPF) stellte ökonomische Betrachtungen zur Anwendung von Front-End-Einrichtungen in Telegrafen- und Datennetzen vor.

A. Ercsenyi und *M. Szabo* (SZTAKI der UAW) beschäftigten sich mit verschiedenen Aspekten der physikalischen und der Verbindungssubsysteme eines OSI-gerechten Rechnernetzes für die UAW.

A. Hennecke (ZfR der AdW) stellte die OSI-gerechte Transportstation des Rechnernetzes DELTA vor.

A. Ercsenyi (SZTAKI der UAW) erläuterte einen Vorschlag zur formalisierten Beschreibung des OSI-Transportdienstes und Transportprotokolls auf der Basis eines von einer ad-hoc-Gruppe von OSI-Experten ausgearbeiteten formalen Beschreibungsmittels (Formal Discription Tool).

T. Mühleisen (TU Wrocław) trug über den vorgesehenen Transport im Inter-Universitäts-Rechnernetz, der auf einen X.25. virtual-call-Dienst aufbaut sowie über Parameter, die die Qualität des Transportdienstes charakterisieren, vor.

I. Aba (SZAMALK) gab einen Überblick über die Schichtenstruktur des auf der OSI-Architektur basierenden Videoton Network Systems sowie die sich aus Beschränkungen der Hardware ergebenden Unterschiede zu internationalen Standards und Empfehlungen.

W. Kalfa (TU Leipzig) trug über Möglichkeiten und Probleme der Nutzung der für lokale und für offene Rechnernetze erarbeiteten Standards in lokalen Terminalnetzen vor, wie sie für Hochschulen benötigt werden.

H.-J. Kirsch (TU Dresden) erläuterte unter dem Aspekt der durch Anpassung an spezielle Nutzungsbedürfnisse zu erreichenden Kostenreduzierung am Beispiel eines Filedienstes Möglichkeiten der Bildung von Subsets eines definierten allgemeinen Dienstes.

T. Gyires und *L. Souhup* (SZTAKI der UAW) gaben einen Überblick über das Netzfilesystem im Rechnernetz der UAW.

N. Wulst und *F. Wolf* (TU Dresden) stellten die Einbindung von ESER-Rechnern in das Rechnernetz DELTA vor. Insbesondere wurden die Transportstation und die auf ihr basierenden Anwendungsdienste beschrieben.

D. Gollnick und *H. J. Jacob* (VEB LfA) stellten den Dateitransportdienst vor, der im Rahmen des Rechnerkommunikationsnetzes des Kombinates Datenverarbeitung bereitgestellt wird.

F. Seredynski (IPI der PAW) sprach über Aufgabenteilung in verteilten Prozeßumgebungen.

I. A. Bacharew und *W. A. Krjukow* (IPM der AdW der UdSSR) trugen über Richtungen der Erweiterung des Betriebssystems DISPAK/BESM6 zur Integration der BESM6 in das Rechnernetz CEKOM vor.

H. Löffler (TU Dresden) verglich die Architekturen lokaler und globaler Rechnernetze.

W. Bärwald, F. Bergmann und *K.-H. Kleinau* (HfV Dresden) sprachen über Aspekte der Integration von Datenübertragungsdiensten in Telekommunikationsrichtungen spezieller Nutzer.

A. Baczko (IPI der PAW) beschäftigte sich mit Fragen der Simulation von Datenübertragungsnetzen.

U. Hofmann, H. Löffler und *I. Meier* (TU Dresden) trugen über ausgewählte Probleme einer dynamischen Flußsteuerung unter Berücksichtigung der Verzögerungszeiten für Daten- und Steuernachrichten vor.

H. Löffler und *R. Penzel* (TU Dresden) beschäftigten sich mit der Analyse und dem Entwurf von Paketvermittlungsnetzen und diskutierten Aspekte von Routing- und Topologieentwurfsprozeduren.

W. Blume und *G. Hoffmann* (ZfR der AdW der DDR) erläuterten die Dienste des Terminalsystems des Rechnernetzes DELTA und trugen über Erfahrungen beim Betrieb des Terminalsystems vor.

Die Vorträge werden in der Reihe ZfR-Informationen veröffentlicht und sind ab Herbst 1983 im ZfR der AdW der DDR erhältlich.

C. Sattler NaK 9090

---

11. Weiterbildungsveranstaltung der WS Nachrichtentechnik (Grünheide-Tagung)

a) 21. bis 25. November 1983[1])
b) Ferienheim des VEB Funkwerk Köpenick
c) WS Nachrichtentechnik im Fachverband Elektrotechnik in der Kammer der Technik
d) Funktechnik, Lichtleiternachrichtentechnik, Aktuelle Aufgaben der Technologie, Programmentwicklung für Vermittlungszentralen, Tagungsberichte, Hochschulforschung, Rundtischgespräch
e) Institut für Nachrichtentechnik, WS Nachrichtentechnik, Koll. *Stoll*, 1160 Berlin, Edisonstr. 63

Elektronische Stromversorgung — Stand und Perspektiven

a) 12. Oktober 1983
b) Berlin, Museum für Deutsche Geschichte, Kinosaal
c) Fachausschuß 14 Steuerungs- und Regelungstechnik des Fachverbands Elektrotechnik in der Kammer der Technik
d) — Funktion und Einsatz neuer Bauelemente in Schaltnetzteilen
— perspektivische Schaltungskonzeptionen und damit verbundene Besonderheiten und Probleme
e) KDT-Präsidium, Fachverband Elektrotechnik, 1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117

[1]) a) Termin, b) Veranstaltungsort, c) Veranstalter, d) inhaltliche Schwerpunkte, e) Anmeldungen an ···

Jahrestagung der Wissenschaftlich-Technischen Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik

(mit internationaler Beteiligung)

a) 1. und 2. Dezember 1983
b) Berlin, Museum für Deutsche Geschichte
c) Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der Kammer der Technik
d) — Tendenzen der Meßtheorie — Probleme der digitalen Meßgrößenerfassung und -verarbeitung
— Stand und Entwicklungstendenzen der technischen Diagnostik — Anwendung und Bedeutung in der Automatisierungstechnik
— Bedeutung der Anwendung der Infrarotmeßtechnik
— Automatische Bildverarbeitung für die Erkennung von Systemen
e) KDT-Präsidium, WGMA, 1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117

12. Jahrestagung Grundlagen der Modellierung und Simulationstechnik

(mit internationaler Beteiligung)

a) 7. bis 9. Dezember 1983
b) Rostock, Wilhelm-Pieck-Universität
c) Wissenschaftlich-Technische Gesellschaft für Meß- und Automatisierungstechnik (WGMA) in der Kammer der Technik
d) — Simulation
kontinuierlicher Modelle (mit konzentrierten und verteilten Parametern), diskreter Modelle, kombinierter Modelle
— Modellbildung und Simulation in der rationellen Energieanwendung und beim Umweltschutz
— Verfahren zur Modellvereinfachung
e) KDT-Präsidium, WGMA, 1086 Berlin, Clara-Zetkin-Str. 115/117

NaK 9098

● Eine Konferenz „Zur Bedeutung der Information für Individuum und Gesellschaft" hat die Akademie der Wissenschaften der DDR Ende Juni anläßlich des Leibnitz-Tages durchgeführt. Dabei wurde über den Beitrag der modernen Informationsgewinnung und -verarbeitung zur Entwicklung der Produktions- und Leitungsprozesse beraten. Außerdem wurden die Auswirkungen der Informationstechnik auf verschiedene Gebiete diskutiert. Akademiepräsident Prof. Dr. *Scheler* betonte, daß die wissenschaftlich-technische Revolution die Möglichkeiten der Information so erweitert habe, daß ihre Beherrschung und die Art ihrer Nutzung zu einem zentralen Problem der gesellschaftlichen Entwicklung geworden sind.

● Für den internationalen Videokonferenzdienst wurde von Großbritannien ein Universalcode entwickelt und dem CCITT zur Entscheidung über die Einführung als Standard vorgelegt. Der Code betrifft die Kompatibilität zwischen der amerikanischen und europäischen Norm, sowohl für Fernseh- als auch für Fernmeldesignale, und codiert die 625-Zeilennorm (50 Hz) der PAL- und Secamsysteme oder die nordamerikanische 525-Zeilennorm (60 Hz) des NTSC-Systems über das 1,544- bzw. 2,048-Mbit/s-PCM-Basisband. Es ist beabsichtigt, das Verfahren noch 1983 in Betrieb zu nehmen.

● Versuche mit einem Farbfernsehbild mit 1125 Zeilen werden in Japan durchgeführt. Für die praktische Anwendung des Verfahrens ist ein 5mal breiteres Frequenzband notwendig. Deshalb soll die Übertragung über Nachrichtensatelliten oder über Glasfaserkabel erfolgen. Die Experimente sollen nach dem Start des japanischen Fernmeldesatelliten bs–2a im Frühjahr nächsten Jahres in vollem Umfang durchgeführt werden. Um ausreichend Bandbreite für die Übertragung verfügbar zu haben, sollen die Versuche nachts unternommen werden, wenn der voraussichtlich tagsüber stark beanspruchte Satellit nicht für den normalen Nachrichtenverkehr genutzt wird. (ADN)

TECHNIK-Literatur

VT

Bestellschein

Die aufgeführten Bücher können Sie mit diesem Bestellschein im Fachbuchhandel bestellen.

Automatisierte Elektroantriebe

Prof. Dr.-Ing. habil. *Rolf Schönfeld* und
Prof. Dr.-Ing. habil. *Ernst Habinger*

2., durchgesehene Auflage,
532 Seiten, 445 Abb., 60 Tafeln
Ganzleinen 40,— M, Ausland 52,— M
Bestell-Nr.: 552831 9

Elektrotechnologie

Elektrothermische Verfahren — Elektrostrahlverfahren — Elektrochemische Verfahren

Herausgegeben von *Harry Conrad* und *Reinhold Krampitz*

1. Auflage, 310 Seiten, 305 Abb., 85 Tafeln
Kunstleder 38,— M, Ausland 50,— M
Bestell-Nr.: 553221 1

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Polytechnisches Wörterbuch
Spanisch-Deutsch

Herausgeber: Dipl. oec. *Karl H. Radde*

3., durchgesehene Auflage, 716 Seiten
Kunstleder 50,— M
Bestell-Nr.: 552332 3

TECHNIK-WÖRTERBUCH

Englisch-Deutsch-Französisch-Russisch
Eisenbahn

Herausgeber: Doz. Dr. sc. techn. *Adolf Dannehl*

1. Auflage, 400 Seiten
Kunstleder 42,— M, Ausland 50,— M
Bestell-Nr.: 553109 1

Darüber hinaus können Sie alle in diesem Heft angezeigten und rezensierten Bücher des VEB Verlag Technik mit diesem Vordruck bestellen.

Name, Vorname — Anschrift mit Postleitzahl

Datum — Unterschrift

SOMMAIRE

Naumann, G.
L'étude et la description de systèmes d'opération et d'affichage pour des équipements de mesure comportant des microordinateurs
p. 356 – 359

Bomm, H.
Une comparaison de stratégies d'opération du système d'ordinateur de mesure PSA
p. 359 – 361

Bemmann, H.-B. et *Wiebel, F.*
L'intégration numérique de grandeurs périodiques. L'application dans la mesure numérique de tensions alternatives
p. 361 – 363

Eigler, H.; Hipke, E.; Eberth, B.
Etude et premiers résultats experimentaux de filtres intégrés en technologie CCD
2 e partie: fabrication et opération
p. 364 – 365

Heiden, I.; Unger, H.
Filtre en chaine à godets avec des amplificateurs dynamiques
p. 365 – 368

On présente un filtre en chaine à godets avec des amplificateurs dynamiques. Dans ce filtre, l'influence de capacités parasitaires et d'effets de réactions du transistor est éliminée dans une large mesure. On présente les premiers résultats experimentaux d'un filtre passebas de 5 e ordre avec des composants discrets.

Michaelis, B.; Halt, G.
Couplage adressable d'appareils commandés par microprocesseur en un système interconnecté à commande centrale
p. 368 – 371

Stenzel, R.; Elschner, H.
La simulation quasi-tridimensionelle de structures I²L à l'aide du système de programmation SOPHIA
p. 371 – 375

On fait d'abord une brève description du système de programmation SOPHIA pour l'analyse quasi-tridimensionelle des structures I²L. Ensuite, on présente les résultats de calcul de structures I²L conventionelles et nouvelles. Comme l'étude d'une structure à dimensionsréduites est souvent effectuée par le «scaling», on discute quelques méthodes de ce procédé et on indique des valeurs réalisables calculées selou l'analyse Q3D. En partie, on fait la comparaison avec des valeurs de mesure.

Dietzmann, G.; Schaefer, M.
La dépendance fréquentielle de la perméabilité initiale complexe de bandes en permalloy
p. 375 – 381

Dervichev, St.; Nedkov, I.
Un oscillateur hyperfréquence à variation magnétique de la fréquence
p. 381 – 383

On décrit la construction et les paramètres d'un oscillateur hyperfréquence comportant une diode de Gunn. La variation de la fréquence dans la bande X est effectuée avec un résonnateur cylindrique en ferrite dans l'axe duquel est fixée la diode de Gunn. Une variation de la fréquence entre 8,2 et 10,7 GHz a été obtenue par un champ magnétique extérieur, en direction de l'axe résonnateur en ferrite, varié entre 0,05 et 0,25 T. La variation de la puissance de sortie est de 0,2 dB.

Mehnert, D.
Au sujet de l'indication de la dynamique de sons vocaux. Indicateurs de dynamique pour les handicapés de l'ouïe
p. 383 – 385

Les handicapés de l'ouïe possèdent souvent une dynamique vocale différente de la normale. Elle est ou trop restreinte ou, comme dans la plupart des cas, trop étendue. De ce fait, le language n'a pas un caractère naturel et est partiellement incompréhensible pour le parténaire de communication. Après quelques remarques au sujet de la dynamique vocale, on présente deux indicateurs visuels du niveau de son. On décrit des détails techniques et on traite des expériences des essais dans la pratique scolaire.

Draeger, W.
La technologie de l'avenir. ou va-t-elle ?
p. 386 – 389

Paulin, G.; Schiemangk, H.
Introduction dans la langue de programmation PASCAL
p. 389 – 392

Nachrichtentechnik · Elektronik

Herausgeber	Kammer der Technik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR – 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 0112228 techn dd
Verlagsdirektor	Dipl. oec. *Herbert Sandig*
Redaktion	Ing. *Günther Barth*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870332); Ing. *Gisela Rehahn*, Redakteur (Telefon: 2870347); Dipl.-Phys. *Hartmut Rößler*, Redakteur (Telefon: 2870348)
Lizenz-Nr.	1103 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
AN (EDV)	18432
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	4,– M, Abonnementpreis vierteljährlich 12,– M; Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Gesamtherstellung	Messedruck Leipzig, BT Borsdorf, 7122 Borsdorf III-18-328
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigen-Annahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201. Anzeigenpreisliste Nr. 6; Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR – 1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R.E.P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P.O. Box 88, Beijing
ČSSR	PNS – Ústředni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Vinohradská 41, 12505 Praha PNS, Ústřed na Expedicia Tlače, Gottwaldovo nám. 48, 88419 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation, Pyŏngyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio Exterior de Publicaciones, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	Directia Generala a Postei si Difuzarii Presei, Palatul Administrativ, Bucuresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P.O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA, 32, Hai Ba Trung, Hanoi
BRD und Berlin (West)	Brücken-Verlag GmbH, Ackerstraße 3, 4000 Düsseldorf 1; ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, A-2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Buchhandel; BUCHEXPORT Volkeigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR – 7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR – 7010 Leipzig, Talstraße 29

INHALT

Völz, H.

Möglichkeiten und Grenzen einer Theorie der Informationstechnik (Informationstheorie)

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 400 – 403

Die Informationstheorie wurde für die Nachrichtentechnik entwickelt. Hier ist sie geschlossen und beweist großen Nutzen. Die Informationstechnik besteht aus den Gebieten: Übertragung, Speicherung und Verarbeitung. Für die beiden letztgenannten Gebiete gibt es leider z. Z. keine entsprechende Theorie, deshalb werden entsprechende Probleme und Ansätze hierzu diskutiert.

Liß, E.

Logische Struktur zum Darstellen von Wissen für Intelligente Automaten

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 403 – 408

Die interdisziplinäre Forschungsrichtung Künstliche Intelligenz gewinnt zunehmend an Bedeutung. Zur technischen Modellierung intelligenter logischer Strukturen wird die logische Grundstruktur kausaler Begriffsnetze mit symbolischen Invarianten für Begriffe und Beziehungen definiert. Die Informationsdarstellung läßt sich mit logisch verknüpften Werten von Variablen auf hierarchischen Abstraktionsniveaus formal beschreiben. Modifizierbare und erweiterbare logische Strukturen sind lernfähig.

Glaser, W.

Übertragungsverfahren mit Geräuschabstandsgewinn – eine systematische Betrachtung

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 408 – 412

Es wird von einem einfachen Modell einer Übertragungskette ausgehend, das nur Wandler, Rückwandler und Übertragungskanal mit TP-Charakter enthält, der innere Zusammenhang der Verfahren mit Geräuschabstandsgewinn gezeigt. Phasenmodulation und Pulscodemodulation ergeben sich als zwei spezielle Sonderfälle (für kontinuierliche und zeitlich diskrete Quellensignale) aus dieser Betrachtung; andere Lösungen sind möglich und haben teilweise neuartige und interessante Eigenschaften.

Kaufhold, B.

140 Mbit/s-PCM-Übertragung auf Kabeln

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 413 – 416

Bei der PCM-Übertragung auf Kabeln ist infolge linearer Verzerrungen durch das Übertragungsmedium eine empfangsseitige Entzerrung notwendig, die durch lineare Schaltungen oder auch durch quantisierte Rückkopplung realisiert werden kann. Lineare Entzerrung setzt bei großen Kabeldämpfungen eine Verringerung der Symbolrate durch mehrstufige Leitungscodes voraus. Regeneratoren mit quantisierter Rückkopplung haben den Vorteil der einfachen binärcodierten Signalübertragung. In dieser Arbeit werden die Ergebnisse der 140 Mbit/s-Übertragung mit einer Kabeldämpfung bei der halben Bitfrequenz von 97 dB vorgestellt und diskutiert.

Möller, W.; Baumann, P.

HF-Ersatzschaltung des npn-Transistors

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 416 – 419

Unter der Beschränkung auf eine eindimensionale Analyse wird das HF-Verhalten des inneren npn-Silizium-Transistors auf der Basis einer Kleinsignal-π-Ersatzschaltung untersucht und die Gültigkeit von Nachbildungen durch frequenzunabhängige Ersatzelemente in einem anwendungsnahen Beispiel ermittelt.

Mohr, P.; Münzer, B.-G.

Priorisiertes Multi-DMA-System am Mikrorechner K 1520

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 420 – 421

Beim Aufbau eines Multi-DMA-Systems sind eindeutige Festlegungen zur Priorisierung der Busanforderungen der einzelnen DMA-Schaltkreise zu treffen. Im Bericht wird eine erprobte Bussteuerlogik vorgestellt, die eine priorisierte Daisy-chain-Kaskadierung eines Multi-DMA-Systems gewährleistet und dabei die Unterbrechbarkeit eines niederpriorisierten DMA-Schaltkreises durch einen höherpriorisierten ermöglicht.

Garte, D.; Franke, W.

Ein Algorithmus zur Zeitsimulation digitaler VLSI-Schaltkreise, Erweiterung des Algorithmus des aktiven Pfades

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 422 – 424

Zur Zeitsimulation binärer Systeme kann vorteilhaft der Algorithmus des aktiven Pfades eingesetzt werden. Hierbei steigt der Speicherbedarf proportional der Systemgröße. Dieser Nachteil für höchstintegrierte Schaltkreise läßt sich vermeiden, wenn man das System hierarchisch untergliedert und entsprechend dieser Untergliederung nach obigem Algorithmus simuliert. Diese Arbeitsweise wird allgemein und an Beispielen erläutert. Eine Erweiterung auf digital-analoge Systeme ist möglich.

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Einführung in die Programmiersprache PASCAL. Teil 3

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 425 – 428

Bemmann, H.-B.

Ergebnisse der Untersuchungen von Zufallszahlengeneratoren

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 429 – 431

Algorithmen und Programme zur Bildung von Pseudozufallszahlen sowie Testmethoden dieser Zufallszahlengeneratoren sind bekannt. Es werden vom Standpunkt des Anwenders die Momente verschiedener Zufallszahlengeneratoren näher untersucht. Dabei zeigt sich, daß für die untersuchte Gleich- und Exponentialverteilung teilweise erhebliche Abweichungen zwischen den theoretischen und empirischen Momenten auftreten.

Ephan, N.; Schmolinski, W.

Koppelfaktor eines E_{010}-Resonators mit stabförmiger dielektrischer Probe

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 431 – 434

Für den E_{010}-Resonator mit stabförmiger dielektrischer Probe wurde ein Algorithmus zur Bestimmung der Koppelfaktoren und der Durchgangsdämpfung angegeben. Es wurde von der exakten Feldlösung des Hohlraumresonators mit Stoffeinsatz ausgegangen, wobei die dielektrischen Verluste in der Probe und die metallischen Verluste in der Wand nachträglich eingeführt wurden. Für die Koppelelemente werden die üblichen Näherungen verwendet. Eine Berechnung der zu erwartenden Durchgangsdämpfung eines Resonators ist für die Modenidentifizierung bei der DK-Messung sehr wichtig.

Cimpl, Z.; Husa, V. Kosek, F.

Fotostrukturelle Veränderungen in Chalkogenidschichten

Nachrichtentech., Elektron., Berlin 33 (1983) 10, S. 434 – 437

Kurzinformationen S. 438

Buchbesprechung S. 439

СОДЕРЖАНИЕ

Völz, H.

Возможности и границы теории информационной техники (теории информации)

Стр. 400—403

Теория информация была создана для техники связи. В этой области она замкнута и очень полезна. Информационная техника однако состоит из техники связи, из устройств памяти и обработки информации. Для двух последних областей, к сожалению, до настоящего времени не существует соответствующая теория. В работе обсуждаются исходные проблемы и предположения для выработки такой теории.

Liß, E.

Логические структуры для презентации знаний интеллигентным автоматам

Стр. 403—408

Glaser, W.

Методы передачи, дающие выигрыш в отношении сигнала к помехам — систематический обзор

Стр. 408—412

Исходя из простой модели канала передачи, состоящей только из преобразователя. обратяного преобразователя и канала с ЧХ типа фильтра НЧ, выясняется внутренняя связь методов, приводящих к выигрышу в отношении сигнала к помехам. Фазовая модуляция и КИМ оказываются при этом специальным случаями, обладающими указанным свойством (для непрерывных и дискретных источников соответственно), другие методы возможны и имеют ряд новых и интересных свойств.

Kaufhold, B.

Передача с КИМ на 140 Мбит по кабелю

Стр. 413—416

Möller, W., Baumann, P.

Эквивалентная схема по ВЧ транзистора типа npn

Стр. 416—419

Ограничиваясь одномерным анализом, исследуются свойства по ВЧ внутреннего транзистора на базе эквивалентной схемы типа π для случая малого сигнала. Справедливость выводов эквивалентными, независящими от частоты элементами на примере, который близок к случаю использования транзистора.

Mohr, P., Münzer, B.-G.

Мультисистема непосредственного доступа к памяти с приоритетами для микро-ЭВМ типа К 1520

Стр. 420—421

Garte, D., Franke, W.

Алгоритм для временной имитации цифровых БИС, расширение алгоритма активного пути

Стр. 422—424

Paulin, G., Schiemangk, H.

Введение в язык программирования ПАСКАЛ. Часть третья

Стр. 425—428

Bemmann, H.-B.

Результаты исследований генераторов случайных чисел

Стр. 429—431

Ephan, N., Schmolinski, W.

Коэффициент связи резонатора типа E_{010} со стержневой диэлектрической пробой

Стр. 431—434

Cimpl, Z., Husa, V., Kosek, F.

Фотоструктурные изменения в слоях из халкогеидов

Стр. 434—437

CONTENTS

Völz, H.

Possibilities and Limits of a Theory of the Information Technique (Information Theory)

pp. 400—403

The information theory was developed for communication engineering. Here it is closed and proves great utility. The information technique consists of the fields: transmission, storage and processing. For the two lastmentioned fields there is unfortunately at present no suitable theory, therefore, appropriate problems and approaches to this end are discussed.

Liß, E.

Logic Structure for the Representation of Knowledge for Intelligent Automatons

pp. 403—408

Glaser, W.

Transmission Method with Signal-to-Noise Ratio Gain — A Systematic Consideration

pp. 408—412

Starting from the simple model of a transmission chain which contains only converters, inverse converters and transmission channel with TP nature, the inner connection of the methods with signal-to-noise ratio gain is shown. Phase modulation and pulse-code modulation result as two special cases (for continuous and temporally discrete source signals) from this consideration; other solutions are possible and exhibit in part novel and interesting properties.

Kaufhold, B.

140 Mbit/s-PCM Transmission on Cables

pp. 413—416

Möller, W.; Baumann, P.

H. F. Equivalent Network of the npn Transistor

pp. 416—419

Restricting to a one-dimensional analysis the h.f. behaviour of the inner npn silicon transistors is examined on the basis of a small signal π-equivalent network and the validity of simulations by frequency-independent equivalent elements determined in an example being very near the application.

Mohr, P.; Münzer, B.-G.

Priorised Multi-DMA System at the Microcomputer K 1520

pp. 420—421

Carte, D.; Franke, W.

An Algorithm for the Time Simulation of Digital VLSI Circuits, Extension of the Algorithm of the Active Path

pp. 422—424

Paulin, G.; Schiemangk, H.

Introduction into the Programming Language PASCAL, Part 3

pp. 425—428

Bemmann, H.-B.

Results of the Examinations of Random Number Generators

pp. 429—431

Ephan, N.; Schmolinski, W.

Coupling Factor of an E_{010}-Resonator with Rod-Shaped Dielectric Specimen

pp. 431—434

Cimpl, Z.; Husa, V.; Kosek, F.

Photo-Structural Modifications in Chalcogenide Layers

pp. 434—437